ANNO XXXVIII - FEBBRAIO 1966
l'antenna
RASSEGNA MENSILE DI TECNICA ELETTRONICA
NUMERO
2
LIRE 500

ANNO XXXVIII **2**

FEBBRAIO 1966

RASSEGNA MENSILE DI TECNICA ELETTRONICA

Proprietà EDITRICE IL ROSTRO S. A. S.

Gerente Alfonso Giovene

Direttore responsabile dott. ing. Leonardo Bramanti

Consulente tecnico dott. ing. Alessandro Banfi

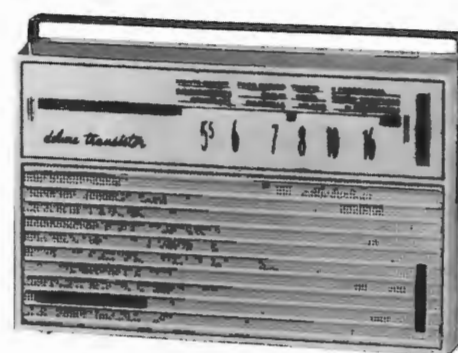
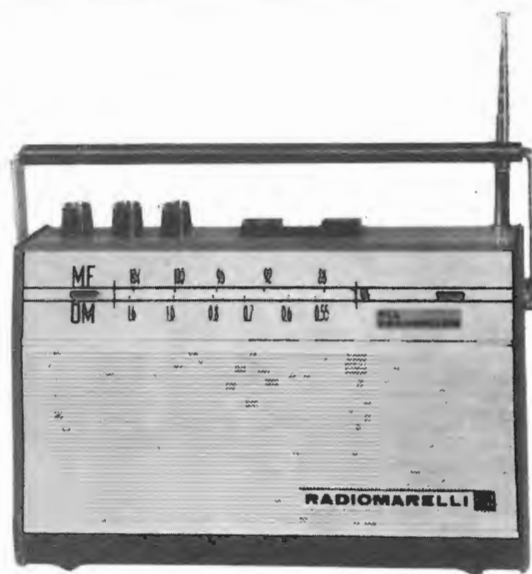
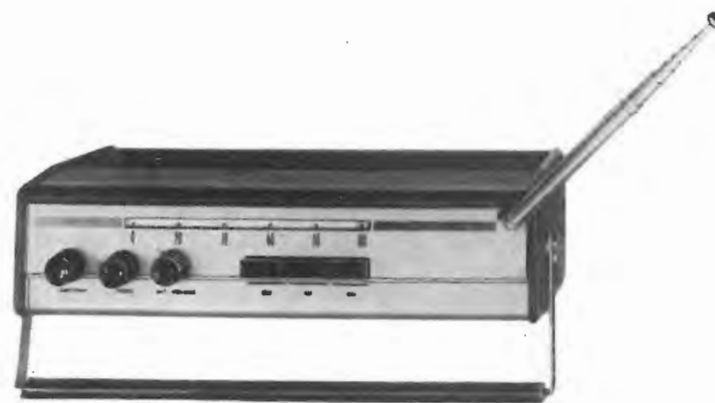
SOMMARIO

Direzione, Redazione, Amministrazione Uffici pubblicitari VIA MONTE GENEROSO, 6/A - MILANO - Tel. 32.15.42 - 32.27.93
C.C.P. 3/24227

La rivista di radiotecnica e tecnica elettronica « *l'antenna* » si pubblica mensilmente a Milano. Un fascicolo separato L. 500 l'abbonamento annuo per tutto il territorio della Repubblica L. 5.000; estero L. 10.000. Per ogni cambiamento di indirizzo inviare L. 50, anche in francobolli.

Autorizzazione del Tribunale di Milano 9 settembre 1948 n. 464 del Registro - Tip. Ediz. Tecniche - Via Baldo degli Ubaldi, 6 - Tel. 36.77.88
Concessionaria per la distribuzione in Italia: DIFFUSIONE MILANESE - Via Privata E. Boschetti 11 - Milano - Tel. 6883.407-6883.417

tre nuovi prestigiosi transistor

mod. 322 un vero tascabile

mod. 324 portatile de luxe

mod. 320 fedeltà sorprendente

adattabile come autoradio

RADIOMARELLI

due grandi nomi del gruppo

Radio / Televisori / Elettrodomestici

soddisfazione di una scelta sicura

La EDITRICE IL ROSTRO

annuncia l'imminente pubblicazione del

CORSO DI TELEVISIONE A COLORI

coordinato da Alessandro Banfi

Già da tempo sono cominciate presso le sedi della RAI le trasmissioni sperimentali di televisione a colori ed è prossimo l'inizio delle trasmissioni regolari. L'introduzione della TV a colori rivoluzionerà radicalmente la progettazione, la produzione e l'assistenza tecnica degli apparecchi televisivi: pochi attualmente posseggono i requisiti necessari per rispondere alle nuove esigenze di questo importante settore dell'elettronica. E' il momento adatto per acquisire una specializzazione professionale che qualificherà il tecnico aprendogli nuove possibilità di guadagno e di carriera.

Con il CORSO DI TV A COLORI — edizione Il Rostro — in 8 volumi, coordinato dall'ing. Alessandro Banfi e redatto da un gruppo di specialisti del settore, avrete a disposizione il metodo più rapido e più comodo per acquisire questa specializzazione.

La forma piana e semplice con cui sono stati trattati i diversi argomenti rende la materia di facile comprensione anche per i meno preparati.

La TV a colori si avvale integralmente di tutta la tecnica dell'attuale TV in bianco-nero, completata però da un vasto e complesso corredo di fisica colorimetrica. Il Corso di TV a colori comprende, oltre alla trattazione completa delle questioni fondamentali della tecnica generale del colore, l'esame particolareggiato dei tre sistemi oggi conosciuti: NTSC, PAL e SECAM. L'esame dettagliato di un tipico televisore a colori attualmente prodotto in serie in America, e vari schemi elettrici di televisori secondo i sistemi NTSC, PAL e SECAM completeranno il Corso, corredato inoltre da numerose tavole a colori.

Ampio spazio è dedicato alle misure ed al servizio di assistenza tecnica (allineamenti e tarature).

Il Corso di TV a colori, costituito da 17 capitoli, sarà pubblicato in 8 gruppi di lezioni che usciranno a 20/25 giorni di distanza uno dall'altro. Ogni fascicolo comprenderà un questionario didattico a « quiz », le cui soluzioni appariranno sul fascicolo successivo, dando così modo al tecnico di controllare la propria preparazione.

Un aggiornato elenco bibliografico ed un glossario-dizionario in 4 lingue corredano l'opera, unica nel suo genere in Italia sia per la completezza del testo che per la particolare competenza dei compilatori.

La migliore garanzia che vi offriamo è il grande successo ottenuto dal 1° Corso Nazionale di TV, pubblicato dalla Casa Editrice Il Rostro nel 1952, che preparò migliaia di tecnici di TV in bianco-nero.

Sommario degli argomenti trattati

Condizioni di pagamento

Le condizioni ed i prezzi per la sottoscrizione al ns/ Corso di TV a colori sono state particolarmente studiate per venire incontro alle esigenze di ciascuno.
Le forme sono tre:

A) . . . . L. 20.000
B) . . . . L. 22.000
C) . . . . L. 24.000

Il pagamento per A) e B) dovrà avvenire tramite versamento anticipato sul nostro C.C.P. N. 3/24227 oppure con assegno bancario.

A pagamento avvenuto Vi sarà inviata dalla Sede regolare ricevuta.

A) pagamento anticipato in una sola volta per gli 8 gruppi di lezioni.
B) due pagamenti di L. 11.000 ciascuno; il primo anticipato ed il secondo dopo il ricevimento del quarto gruppo.
C) spedizione in porto contrassegnato di L. 3.000 per ogni gruppo di lezioni. Il primo gruppo Vi sarà inviato solo dopo esserci pervenuta la Vs/ adesione.

2

dott. ing. Alessandro Banfi

Ancora sorprese nella TV a colori

Nel corso dell'ultima riunione plenaria del C.C.I.R. a Vienna nell'aprile scorso, dopo la conclusione negativa del tentativo di unificazione europea di uno « standard » di TV a colori, era stato proposto un nuovo sistema col nome di QUAM, derivante dalla contribuzione dei due sistemi NTSC e PAL opportunamente manipolati.
Tale proposta restò però lettera morta, tanto più che alcune nazioni che avevano optato per l'NTSC, si convertirono al PAL dopo le ultime modifiche apportate a quest'ultimo sistema (« burst » alternati a 90° e soppressione dei segnali di identificazione).
In questi ultimi mesi però i tecnici sovietici hanno condotto delle intense ricerche sperimentali sulla possibilità di fondere assieme le caratteristiche salienti dei principali sistemi di TV a colori oggi conosciuti, comprendenti oltre l'NTSC, il PAL ed il SECAM, anche quello proposto dal professor Mayer noto col nome di ART.
A tale ricerca hanno contribuito anche i tecnici francesi della O.R.T.F., giungendo alla formulazione di un nuovo sistema che dal nome originale russo di NIR, sembra ora essere passato a quello di SEQUAM in considerazione del contributo del SECAM al già proposto QUAM.
Le caratteristiche tecniche precise del SEQUAM non sono state ancora comunicate ufficialmente né dalla Francia né dalla Russia. Esse sono però praticamente già note a tutti i tecnici specialisti del colore, tanto che prove sperimentali intensive sono in corso, oltre che in Francia ed in Russia anche in Inghilterra presso la B.B.C. e la A.B.C. Sembra anzi che un sistema molto simile al SEQUAM sia stato già proposto nel 1963 dai laboratori di ricerca della B.B.C., senza però rilevare alcuna particolare superiorità sui sistemi già noti.
Fondamentalmente il SEQUAM impiega una modulazione bifase in quadratura della sottoportante (NTSC), con una trasmissione sequenziale di riga della informazione cromatica (SECAM), quest'ultima però sotto forma quadratica (non lineare). Tutte le informazioni necessarie per la demodulazione sono contenute nel segnale trasmesso (PAL - ART), riducendo così tutti i problemi di sfasamento di colore propri dell'NTSC. Inoltre, mentre non sarebbe più necessaria la presenza di un oscillatore locale di sottoportante, il SEQUAM richiederebbe la presenza di una linea di ritardo di alta precisione (linea di ritardo in vetro tipo PAL).
Sta però oggi il fatto che il SEQUAM, pur senza attribuirgli doti di eccezionale efficienza, non rappresenta il punto di convergenza dell'inevitabile coefficiente di prestigio dei Paesi che sostenevano il SECAM, il PAL e lo NTSC.
Il nuovo sistema SEQUAM potrebbe essere proprio quello della tanto auspicata unificazione europea, salvando la « faccia » a tutti i concorrenti.
E sotto tale profilo esso è stato preso in attenta considerazione sia dall'EBU che dal C.C.I.R. per le prossime riunioni tecniche internazionali sulla TV a colori che culmineranno con quella plenaria di Oslo nel prossimo giugno.
Molto probabilmente, entro il mese di febbraio sapremo qualcosa di definitivo su questo SEQUAM, che sta molto agitando le acque della TV a colori.
Comunque anche se l'incertezza dell'adozione definitiva di un sistema di TV a colori fa insorgere non indifferenti problemi di organizzazione tecnica presso le industrie interessate alla futura produzione di televisori a colori,

(il testo segue a pag. 78)

Lionello Napoli

Che cosa è un impianto centralizzato di TV?

(parte prima)

In uno stabile moderno molti servizi comuni a tutti gli inquilini vengono centralizzati: migliori risultati, minor costo sono i vantaggi che ne derivano.
Così come è di gran lunga più funzionale, più economico e di maggior valore un caseggiato munito di riscaldamento centrale, la distribuzione dei segnali TV ai vari utenti di uno stabile con un unico impianto centralizzato significa: economia di installazione e di esercizio, maggiore estetica (non una selva di antenne disordinatamente disposte ed una ragnatela di cavi adagiati su tegole spezzate e penzolanti lungo le facciate), segnale più forte e più costante nel tempo, conseguentemente maggior valore dello stabile stesso.

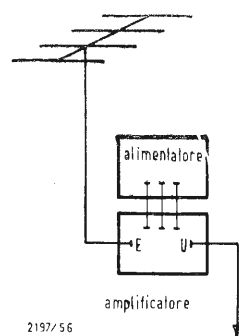



Fig. 1

Un impianto centralizzato TV (o impianto « collettivo » o impianto « multiplo ») deve provvedere a servire un certo numero di utenti del segnale o dei segnali TV captati da un unico sistema di antenne. Questo complesso captante, essendo l'unico incontrastato padrone del tetto, può essere posto ben alto nella posizione più favorevole e potrà essere di qualità indiscutibilmente superiore alle normali miserrime antenne singole in quanto il suo costo non inciderà che per una minima parte sul portafoglio di ogni inquilino. Il complesso antenna di un impianto centralizzato è, per questa ragione, di fattura e di caratteristiche particolari: viene innanzi tutto impiegato per la sua costruzione materiale di maggior durata, sono prese speciali precauzioni per la protezione dei morsetti di attacco delle discese (scatole stagne, ecc.) e, con speciali accorgimenti costruttivi, si provvede a che il cavo di discesa non abbia a percorrere una via esterna e quindi esposta a deterioramenti atmosferici: generalmente si usa far scorrere la discesa nell'interno della stessa asta che serve a sostenere l'antenna.
Ma come può una sola antenna, per quanto efficiente, captare tanto segnale da potersi distribuire in larga misura a tutti gli utenti? Il segnale che una antenna può captare può servire ad un solo utente e, in casi eccezionali, a due, tre o quattro e solo quando ci si trova nelle immediate vicinanze della stazione emittente. Allora bisogna amplificare questo segnale se vogliamo servire tutti gli inquilini dello stabile: occorre una torta più grande se gli invitati sono tanti. Per fortuna non v'è limitazione alcuna alla amplificazione per cui, se il segnale captato dall'antenna è utile (e per utile si intende senza disturbi, interferenze o riflessioni), è sempre possibile, con opportuna amplificazione, servire un numero illimitato di utenti.
Ecco quindi un elemento nuovo che caratterizza l'impianto centralizzato e lo differenzia dal normale impianto di antenna singolo: *l'amplificatore*. Se i programmi da ricevere sono due o più, occorrerà pertanto dotare il nostro impianto centralizzato di due o più amplificatori, ognuno dei quali avrà il compito preciso di amplificare la frequenza (o meglio: il canale di frequenze) che ogni antenna provvederà a captare.
Ciò perchè non è nè conveniente nè utile utilizzare antenne ed amplificatori a « larga banda », atti cioè a captare ed amplificare una larga banda di frequenze tale da contenere tutti i segnali desiderati.
Tutti i segnali così ricevuti ed amplificati debbono poi essere immessi in un'unica rete di distribuzione ed è perciò indispensabile fare uso di un miscelatore che mescoli tutti i segnali e li convogli al cavo di partenza per la distribuzione. Ecco un secondo nuovo elemento di un impianto centralizzato: *il miscelatore*.

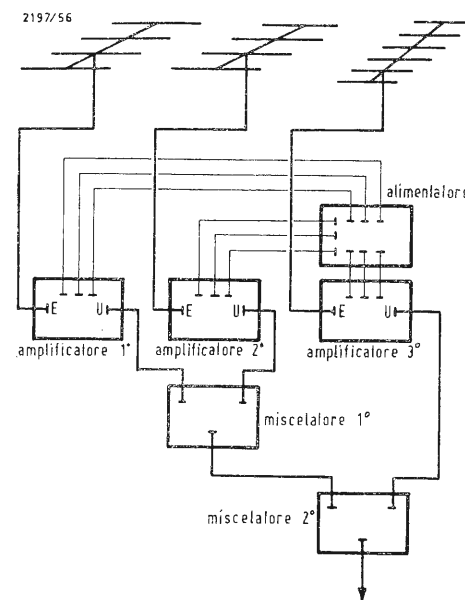



Fig. 4

Spesso poi occorre suddividere i segnali (così amplificati e miscelati) in più vie o colonne, per esigenze di distribuzione: ecco *il separatore*. Queste apparecchiature elettroniche generalmente sono gli elementi che compongono il « centralino » di un impianto centralizzato e ad esse si deve aggiungere *l'alimentatore* che fornisce le tensioni anodiche e catodiche necessarie al funzionamento degli amplificatori.
A queste apparecchiature, negli impianti più complessi, se ne aggiungono altre di cui si parlerà ancora e che basterà ora nominare ed indicarne l'uso.
Il convertitore che serve a trasformare una frequenza ricevuta in altra più idonea alle esigenze dell'impianto.
L'attenuatore che serve a livellare a valori comuni quei segnali che per ubicazione fossero troppo elevati.
Il centralino, che contiene tutte le apparecchiature necessarie alla realizzazione dell'impianto, è dunque costituito da un certo numero di telai, opportunamente scelti, a seconda delle prestazioni che si richiedono. Esso è pertanto un contenitore metallico, con chiusura per evitare manomissioni, che consente l'allocamento delle varie apparecchiature; deve avere spazio in eccesso per consentire l'aggiunta di nuovi elementi qualora si richiedessero, in un secondo tempo, ampliamenti nell'impianto. Tutte le apparecchiature, gli elementi cioè costituenti il centralino, devono avere dimensioni standard o modulari per potere facilmente trovare luogo nelle apposite sedi del contenitore.
In un impianto centralizzato, dunque, il motore, che consente il perfetto funzionamento di tutte le prese allacciate per tutti i servizi richiesti, è costituito dal centralino, meglio definito: *centralino di amplificazione e distribuzione*.
Ogni impianto ha un suo centralino, progettato e composto in base ai servizi richiesti, al numero degli utenti allacciati, all'intensità dei segnali ricevibili nella zona ed alle frequenze che sono emesse in quella determinata località.
Un impianto centralizzato TV viene generalmente completato anche con il servizio di distribuzione dei segnali radio a « modulazione di frequenza ». Queste trasmissioni, come è noto, vengono effettuate nella banda 88-106 MHz che è posta tra le frequenze dei canali bassi e quelle dei canali alti TV.

1. - IL CENTRALINO - VARI TIPI DI RAGGRUPPAMENTI DI APPARECCHIATURE ELETTRONICHE

Nelle figure 1, 2, 3 e 4 abbiamo schematizzati alcuni raggruppamenti di elementi che possono comporre un centralino secondo i servizi richiesti.
La fig. 1 rappresenta il più semplice dei raggruppamenti di un centralino: qui si richiede la ricezione di un solo canale. L'antenna capta il segnale che viene immesso all'entrata E di un unico amplificatore che sarà sintonizzato sulla frequenza del canale da ricevere. Il segnale così amplificato viene distribuito.
La fig. 2 rappresenta il caso più frequente di un impianto, cioè, atto a distribuire agli utenti i due programmi TV (il primo sulla gamma VHF ed il secondo sulla gamma UHF). Vi sono due antenne per le due frequenze da ricevere; ognuna di

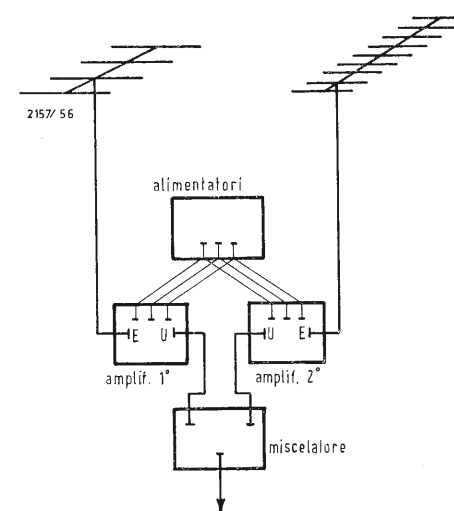



Fig. 2

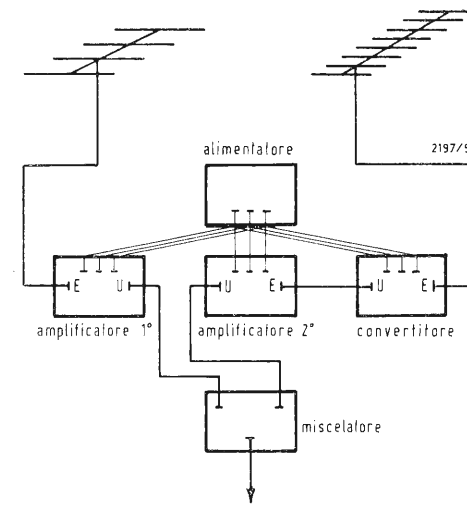



Fig. 3

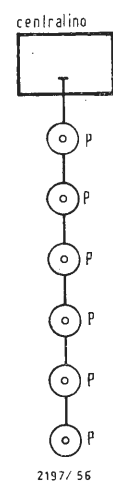



Fig. 5 - In cascata

esse è collegata all'ingresso del rispettivo amplificatore (ognuno sintonizzato sulla frequenza del canale ricevibile nella zona). Le uscite U dei due amplificatori, connesse al miscelatore (che sarà del tipo adatto alla miscelazione di quelle due frequenze), saranno convogliate in un unico cavo alla rete di distribuzione.
La fig. 3 rappresenta schematizzata la composizione di un centralino per un impianto da cui è richiesta la ricezione di due segnali (che potrebbero essere, come nel caso precedente di fig. 2, il 1° ed il 2° programma) ma in cui uno dei due deve essere convertito in una frequenza diversa da quella originalmente emessa. Ad esempio: Il 2° programma TV viene trasmesso su un canale nella banda UHF. I vecchi televisori, quelli di costruzione antecedente all'avvento del 2° programma, non hanno la possibilità di captare queste alte frequenze. Se tutti gli utenti di un caseggiato sono in possesso di televisore di vecchio tipo, è estremamente conveniente che in questo caso l'impianto sia realizzato con la conversione del segnale UHF (2° progr.) in altra frequenza compresa nella gamma VHF e quindi ricevibile dai vecchi televisori. Con un solo convertitore posto nel centralino (convertitore che avrà pregi di stabilità e di efficienza assai più elevati di quanto si possa pretendere da un convertitore singolo da mettere ad ogni televisore), tutti gli utenti dello stabile si ritrovano il loro vecchio televisore atto a ricevere una frequenza che il loro apparecchio non avrebbe potuto ricevere.
Il segnale captato dall'antenna viene convertito, amplificato e miscelato col segnale proveniente dall'altro amplificatore. I due segnali vengono poi distribuiti con unico cavo.
La fig. 4 rappresenta gli elementi componenti un centralino di un impianto più complesso: I segnali da distribuire agli utenti sono tre. Potrebbero essere il 1° ed il 2° programma più il programma della Svizzera, oppure il 1° ed il 2° programma più il segnale radio a modulazione di frequenza. I tre segnali convenientemente amplificati dai rispettivi amplificatori, sono miscelati e distribuiti alle varie prese di utilizzo su di un'unica linea, per cui ogni presa dell'impianto consentirà il prelievo dei tre segnali.
La tripla miscelazione viene qui ottenuta con due miscelatori costituiti da filtri passa basso e passa alto incrociati. Più avanti in apposito capitolo verranno trattati i miscelatori nelle diverse funzioni. Basti ora comprenderne il funzionamento in linea generale: nella fig. 4, considerando i tre segnali come segue:

segnale 1° = un canale basso della gamma VHF
segnale 2° = un canale alto della gamma VHF
segnale 3° = un canale della gamma UHF

Notiamo una prima miscelazione dei due segnali VHF con il miscelatore 1° il quale consentirà alla sua entrata di sinistra il solo passaggio delle frequenze basse VHF ed alla sua entrata di destra il solo passaggio delle frequenze alte (incrocio in una zona di frequenze compresa tra il limite alto dei canali bassi ed il limite basso dei canali alti). Il 2° miscelatore consentirà alla sua entrata di sinistra il passaggio di tutte le frequenze VHF (quindi canali alti e bassi) ed alla sua entrata di destra il passaggio di tutte le frequenze più alte oltre il limite alto della gamma VHF, e quindi delle frequenze nella banda UHF. La frequenza di incrocio avverrà in una zona compresa tra la banda VHF e la banda UHF (oltre i 216 MHz e prima dei 470 MHz).
L'uscita del 2° miscelatore, comprenderà dunque tutte le tre frequenze captate dalle antenne ed amplificate dai rispettivi amplificatori.
Un impianto centralizzato comprende, inoltre, un sistema di distribuzione dei segnali uscenti dal centralino, alle varie prese di utilizzo.

2. - VARI SISTEMI DI DISTRIBUZIONE IN UN IMPIANTO CENTRALIZZATO

Le prese (*P*), in un impianto multiplo, possono essere *in cascata* (direttamente collegate alla colonna montante) Vedi fig. 5. Oppure possono essere *derivate dalla colonna montante* (fig. 6) a mezzo di derivatori (*D*) posti sul montante: in questo caso ogni morsetto di ciascun derivatore fornisce il segnale ad un tratto di cavo terminante con la presa di utilizzo. Ogni derivatore consente l'allacciamento in derivazione di un certo numero di linee secondarie (generalmente da una a sei o sette).
Infine, ancora, le prese possono essere *a collegamento indipendente* (fig. 7) ogni presa di utilizzo, cioè, è direttamente allacciata al centralino di distribuzione con un cavo indipendente. In questo caso, il centralino, comporta tra le sue varie apparecchiature (alimentatore, amplificatori e miscelatori) anche un separatore che divide l'uscita generale dei segnali, amplificati e miscelati, in più uscite disposte in una fila di morsetti, ad ognuno dei quali verrà a collegarsi ciascun utente con un proprio cavo di discesa.
Diremo subito che i sistemi di distribuzione da preferire, in quanto a minor perdita, sono quelli della fig. 5 (prese in cascata sulla colonna montante) e della fig. 7 (prese a collegamento indipendente).
Il sistema con linee derivate dalla montante (fig. 6) è quello però più facilmente realizzato dagli installatori per varie ragioni di semplicità o di forza maggiore.

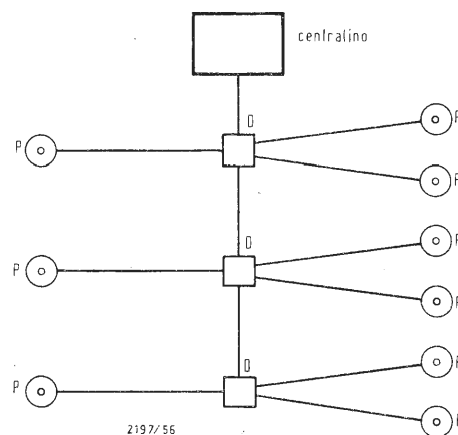



Fig. 6 - Con derivazioni dalla colonna montante.

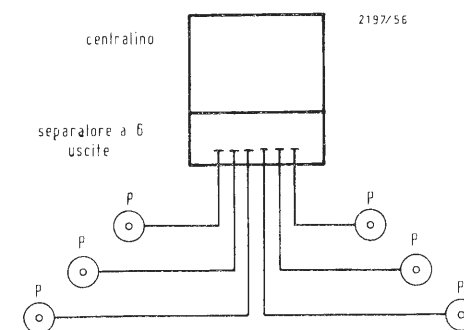



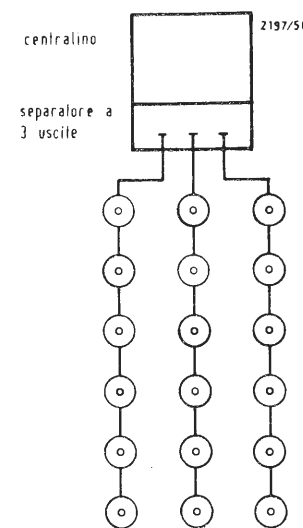
Fig. 7 - A collegamento indipendente.

Esso consente egualmente l'esecuzione di un impianto perfettamente funzionante, ma le perdite (o attenuazioni) sono più elevate e conseguentemente, per sopperire ad esse, le amplificazioni necessarie sono maggiori. Ovviamente (e quasi sempre avviene) è possibile usare due o tutti tre i sistemi di distribuzione in uno stesso impianto, realizzando, così, una *distribuzione mista*.
Il connubio, ad esempio, del sistema in cascata con quello a collegamento indipendente, da luogo al tipo di distribuzione schematizzato in fig. 8 che è, d'altronde, il tipo di impianto più classico. Nel caso in figura si tratta di uno stabile a 6 piani, con tre appartamenti per piano. Ognuna delle tre colonne montanti serve tutte le stanze di soggiorno degli appartamenti sovrapposti.
Altro esempio di distribuzione mista è quello (fig. 9) in cui si usano i sistemi a collegamento indipendente e con derivazione dalla colonna montante; da realizzarsi negli stabili a più appartamenti per piano, dove esiste la possibilità di far correre le colonne montanti *solo* nel vano scale. Nello schema di fig. 9 si è fatto l'esempio di uno stabile a quattro piani con quattro appartamenti per piano (i vani scala possono essere due, distanziati l'uno dall'altro, o anche uno solo con due colonne montanti). Lo stesso impianto avrebbe potuto essere realizzato come in fig. 10 se le canalizzazioni fossero state predisposte lungo la colonna delle stanze di soggiorno, con economia di apparecchiature nel centralino e con minor spreco di cavo.
In figura 11 si schematizza un esempio di distribuzione mista in cui compaiono tutti e tre i sistemi fondamentali. Generalmente questi tipi di distribuzione danno luogo a valori differenti di intensità del segnale alle varie prese di utilizzo. Uniformarne i valori è possibile, con l'applicazione di attenuatori dove i segnali sono più elevati e ciò, in definitiva, si traduce in maggiori perdite e conseguentemente in una maggiore amplificazione richiesta.
Esiste poi un altro sistema di distribuzione assai raramente usato ma che presenta alcuni vantaggi e che per certi casi particolari è senz'altro da preferire. Si tratta della distribuzione a *derivazioni successive*. Ciascuna linea si suddivide (con un separatore posto alla sua terminazione) in più linee ognuna delle quali si suddivide ancora, eccetera, sino a terminare con la presa di utilizzo. (fig. 12)
Il sistema offre la stessa garanzia di buon funzionamento del tipo di fig. 7 in cui, per ogni linea, non vi sono carichi distribuiti lungo il suo percorso, ma un unico carico alla terminazione. Si presta assai bene alla realizzazione di impianti collettivi in alberghi, ospedali, ecc. dove vi sono molte prese in limitati spazi (una presa ogni camera).

Fig. 8 - Sistema di distribuzione mista (in cascata e a collegamento indipendente).

3. - ORGANI PER LA DISTRIBUZIONE DEL SEGNALE E CALCOLO DELLE ATTENUAZIONI IN UNA RETE DI DISTRIBUZIONE.

Abbiamo visto come può essere realizzata una rete di distribuzione e quali sono i sistemi normalmente impiegati per alimentare, con i segnali amplificati e miscelati dal centralino, le varie prese di utilizzo. È evidente che quanto maggiore è il numero delle prese esistenti nell'impianto, tanto più potenti dovranno essere gli amplificatori posti nel centralino. Non è però possibile determinare con esattezza la potenza o, meglio, il guadagno dell'amplificatore, solo sulla base del numero delle prese allacciate: il calcolo che consente di determinare la potenza richiesta

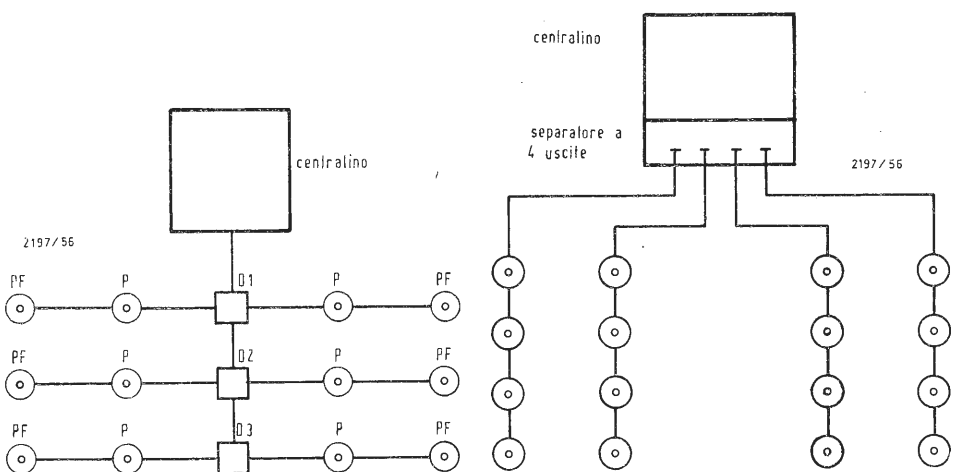



Fig. 9 - Sistema di distribuzione mista (con derivatori dalla colonna montante e a collegamento indipendente).

Fig. 10 - Lo stesso impianto di fig. 9 realizzato più vantaggiosamente con sistema di distribuzione mista in cascata e a collegamento indipendente.

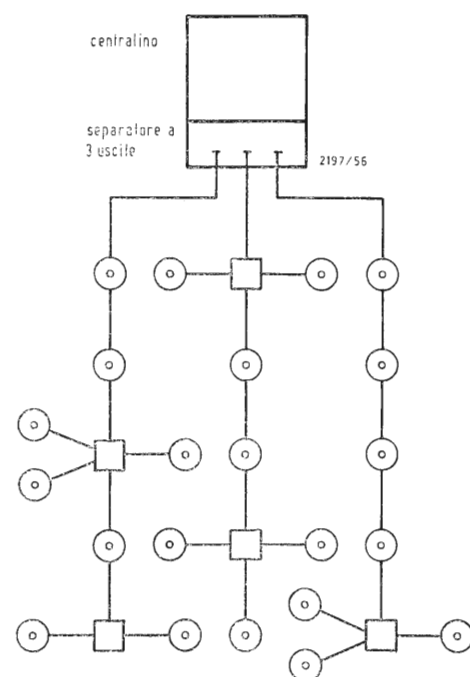



Fig. 11 - Sistema di distribuzione mista in cui sono usati i tre tipi fondamentali.

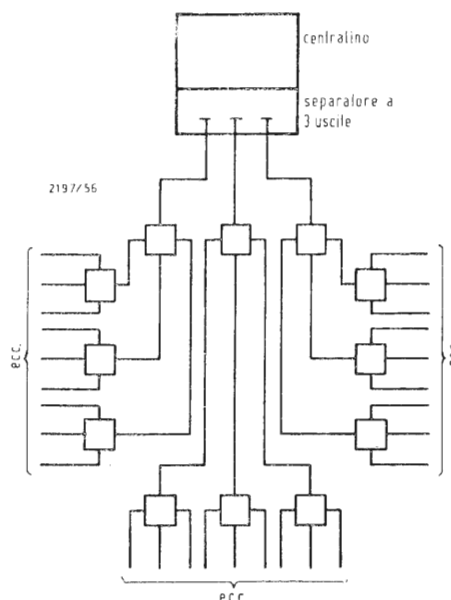



Fig. 12 - Distribuzione a successive diramazioni.

dagli amplificatori nel centralino dipende dal tipo di distribuzione adottata, dalla lunghezza del cavo necessario per i vari allacciamenti e, naturalmente, anche, dal numero delle prese esistenti. Questo calcolo deve essere eseguito con accuratezza per evitare di trovarci con prese aventi segnali insufficienti oppure esageratamente intensi o, peggio con l'uno e l'altro inconveniente nello stesso impianto.
Le apparecchiature che compongono una rete di distribuzione e delle quali abbiamo già fatto conoscenza, parlando in generale di un impianto centralizzato, sono:

Le prese di utilizzo { intermedie, finali

I derivatori { intermedi, finali

I separatori

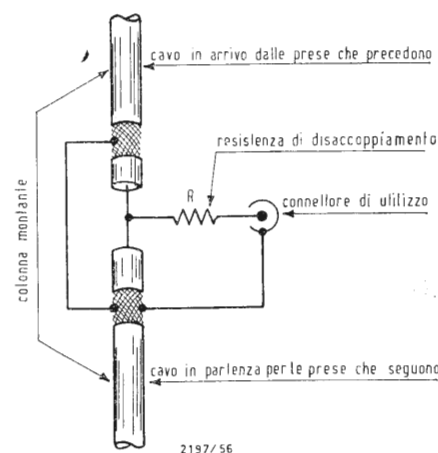



Fig. 13 - Presa intermedia.

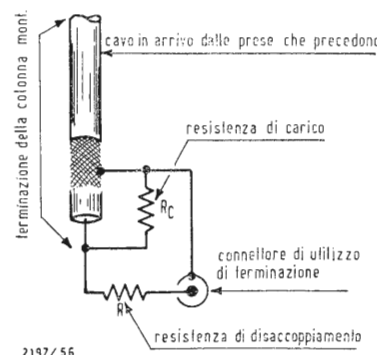



Fig. 14 - Presa terminale.

3.1. - Le prese

Esse possono essere collegate lungo una discesa (colonna montante) e si definiscono « intermedie », oppure alla terminazione della discesa o « finali ».
In fig. 13 è rappresentato lo schema elettrico di una presa intermedia. Le calze schermanti del cavo in arrivo ed in partenza sono elettricamente collegate tra loro ed alla parte esterna del connettore di utilizzo (massa). I conduttori interni dei cavi in arrivo ed in partenza sono collegati tra loro, e, attraverso ad una resistenza R di disaccoppiamento, alla parte centrale interna del connettore (punto caldo).
Il cavo schermato che costituisce la discesa o la colonna montante, è, pertanto, continuo e la presa di utilizzo è praticamente derivata dai due conduttori del cavo attraverso la resistenza di disaccoppiamento.
Il valore ohmico della resistenza R è, come vedremo in seguito, tanto più alto quanto più sono le prese allacciate su quella colonna montante.
La fig. 14 rappresenta lo schema elettrico di una presa collegata alla terminazione di una discesa (presa finale). Vi è una resistenza R_c in più che nel caso della presa intermedia: questa resistenza ha funzione di carico; serve, cioè, a chiudere la discesa con un valore ohmico quanto più possibile vicino al valore dell'impedenza caratteristica del cavo coassiale impiegato per la discesa.
In altre parole, una presa finale si distingue dalle prese intermedie per avere in essa collegate due resistenze: una di carico di valore sempre costante per cavi della stessa impedenza caratteristica, ed una di disaccoppiamento di valore diverso a seconda del numero di prese che si intendono collegare ad una determinata discesa. Ogni discesa deve però avere tutte le prese con lo stesso valore di resistenza di disaccoppiamento.
Per comprendere bene la ragione d'essere della resistenza di carico alla terminazione di una discesa, occorre ricordare il comportamento di una linea (coassiale o bifilare) che deve servire al trasporto di una energia a radiofrequenza.
Considerata una linea L (fig. 15) come mezzo per il trasporto dell'energia dal punto A (generatore) al punto B (carico o utilizzo) e sapendo che ogni linea ha una propria impedenza caratteristica il cui valore dipende dalla distanza tra i conduttori, dal diametro dei conduttori stessi e dalla costante dielettrica del materiale interposto tra i due conduttori, la corrente a radiofrequenza fluisce in modo uniforme solo se il carico posto sul punto B ha valore ohmico eguale a quello dell'impedenza caratteristica della linea.
In altre parole vogliamo intendere che, se il carico ha lo stesso valore dell'impedenza caratteristica della linea, la tensione a radiofrequenza presente in qualsiasi punto del percorso (e misurata idealmente tra un conduttore e l'altro) è sempre la stessa e di ampiezza eguale a quella presente ai capi del generatore caricato con una resistenza di valore pari a quello della linea. Se la linea è un cavo coassiale le cose non cambiano considerando la calza un conduttore ed il filo centrale, l'altro.
Se il carico posto alla terminazione della linea ha un valore ohmico diverso dalla impedenza caratteristica della linea stessa, parte della radiofrequenza (in quantità proporzionale alla differenza tra i due valori: carico e linea) ritorna al generatore.

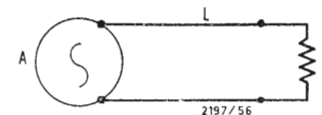



Fig. 15

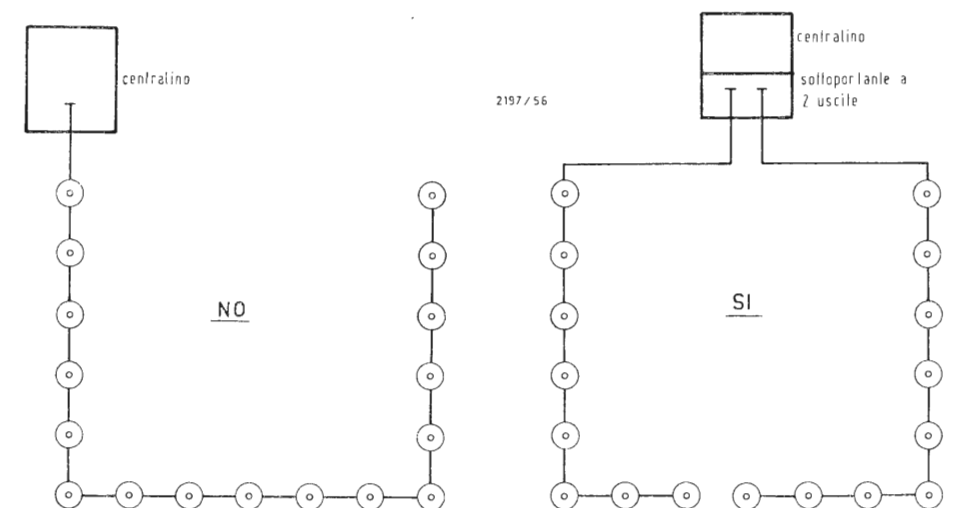



Fig. 16 - A sinistra: sistema di distribuzione con 17 prese disposte in cascata su di un'unica colonna montante. Questa realizzazione è da considerarsi errata.
A destra: lo stesso impianto realizzato con un separatore nel centralino e due colonne montanti (8 prese su una colonna - 9 prese sull'altra colonna).

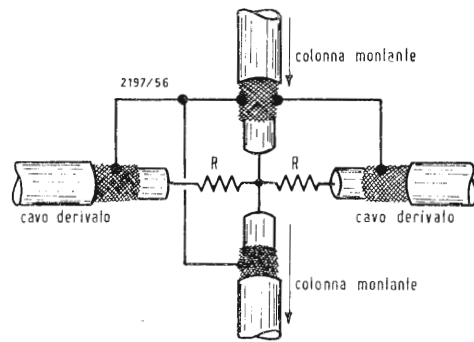
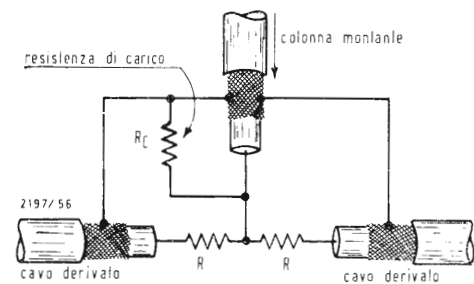
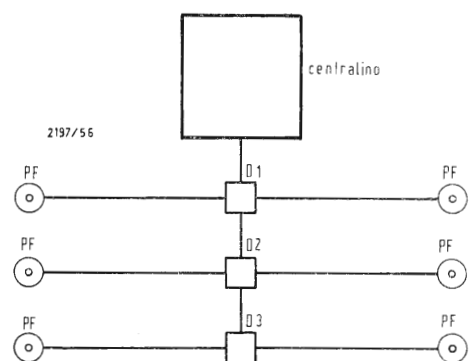



Fig. 17 - Schema elettrico di un derivatore intermedio a due derivazioni.

La radiofrequenza misurata in diversi punti della linea assume allora valori alternativamente minimi e massimi, per effetto della sovrapposizione del segnale di andata e di quello di ritorno, creando sulla linea onde stazionarie il cui rapporto (rapporto onde stazionarie - ROS) è tanto più elevato quanto più divario esiste tra impedenza della linea e resistenza del carico. Se il carico ha valore doppio o metà dell'impedenza della linea il ROS è guale a 2 e ciò significa che 2 è il rapporto tra un massimo ed un minimo di radiofrequenza misurata lungo la linea.

Se consideriamo un impianto di antenna ricevente TV, antenna, discesa e televisore sono rispettivamente: generatore, linea e carico. In un impianto collettivo il generatore è rappresentato dall'amplificatore, i cui morsetti di uscita erogano il segnale a radiofrequenza; la linea è il cavo di discesa ed il carico è rappresentato dalla somma dei vari carichi distribuiti lungo la discesa (le varie prese di utilizzo) più il carico inserito nella presa finale.

In un impianto collettivo, particolarmente, è sommamente importante contenere al minimo le onde stazionarie. Gli inconvenienti che derivano dalla presenza di onde stazionarie sono: cattivo trasferimento del segnale dal generatore alla rete di distribuzione — segnale di ampiezza diversa alle varie prese di utilizzo — irradiazione di segnale dal cavo di discesa — instabilità di segnale alle prese — attenuazione notevole della rete di distribuzione per cui le prese più lontane non hanno segnale sufficiente — ed infine cattiva ricezione dell'immagine televisiva sugli schermi dei televisori allacciati.

D'altra parte è difficile riuscire ad ottenere un perfetto adattamento del carico al cavo in quanto il carico stesso è rappresentato in definitiva dai vari televisori che possono essere allacciati oppure no alla rete di distribuzione. È quindi necessario che ogni presa di utilizzo, specialmente in un impianto centralizzato, sia separata dalla rete di distribuzione da un attenuatore che funzioni da disaccoppiatore nel senso che non tutto il segnale venga applicato al televisore ma solo una parte di esso. Il rimanente segnale andrà ad un carico resistivo costante e di valore appropriato in base al numero delle prese esistenti in quella discesa.

Così operando, il rapporto di onde stazionarie sarà contenuto nei limiti considerati ammissibili perchè non arrechi danno nè ad una buona ricezione nè ad una costante distribuzione alle varie prese. Questo disaccoppiatore creerà, inoltre, una barriera attenuante tra presa e presa evitando così la ricezione di irradiazioni proveniente da qualche televisore difettoso allacciato alla rete di distribuzione.

Fig. 18 - Schema elettrico di un derivatore finale a due derivazioni.

Il disaccoppiatore di cui abbiamo parlato è costituito dalla resistenza R della figura 13 e dalle resistenze R ed R_c della fig. 14. In questo ultimo caso, trattandosi di una presa finale, posta cioè alla terminazione di una discesa, ci si deve assicurare della esistenza di un carico in fondo alla linea che sia costante ed il più vicino possibile al valore di impedenza del cavo di discesa che è 75 Ω.

Si è scelto un valore di R_c pari a 100 Ω che consente un carico totale di terminazione che può oscillare da 50 a 100 Ω circa a seconda che il televisore sia o no, allacciato alla presa. Un disadattamento dunque tra i 75 Ω della linea e i 50 oppure i 100 Ω del carico può determinare un rapporto di onde stazionarie massimo di 1,5 che è da considerarsi ottimo per un regolare funzionamento dell'impianto. (Il ROS in un impianto centralizzato può raggiungere valori di 2-3 senza che ne venga seriamente compromesso il funzionamento).

Il valore delle resistenze R, di disaccoppiamento, varia come abbiamo detto, secondo il loro numero inserito lungo la stessa discesa (e cioè, in pratica, secondo le prese allacciate a quella discesa).

Per semplificare la realizzazione di una rete di distribuzione abbiamo scelto 4 valori di R suddividendoli in altrettanti gruppi come segue:

	valore di R in Ω		
1° gruppo	22	da 1 a 3	prese allacciate
2° »	100	da 4 a 6	» »
3° »	270	da 7 a 9	» »
4° »	470	da 9 a 11	» »

Non abbiamo considerato un numero di prese superiore a 11 ritenendo che se le prese da allacciare sono di più, è consigliabile creare nuove discese (colonne montanti) come è chiaramente indicato nella fig. 16.

Dovendo alimentare 17 prese è assolutamente sconsigliabile inserirle in una unica colonna ma è preferibile creare, con un separatore al centralino, due colonne sulle quali vengono allacciate 9 prese su di una ed 8 prese sull'altra. In questo caso le resistenze R di disaccoppiamento in ciascuna presa saranno del 3° gruppo e cioè di 270 Ω. Al termine di ciascuna colonna, l'ultima presa sarà del tipo finale e le resistenze saranno rispettivamente 270 Ω (R) e 100 Ω (R_c).

Fig. 19 - Schema di distribuzione a derivatori con 6 cavi diramati dalla colonna montante e 6 prese allacciate (derivatori del 2° gruppo).

3.2. - I derivatori

Sono apparecchiature che consentono il prelievo di una parte di segnale dal cavo principale di discesa (colonna montante) per inmetterlo in altri cavi di diramazione,

Questi cavi derivati, che servono a trasportare la porzione di segnale prelevata, diventano nuove discese secondarie che possono alimentare una o più prese che si suddividono però quella porzione di segnale prelevata. In figura 17 è raffigurato lo schema elettrico di un derivatore intermedio a due derivazioni ed in fig. 18 lo schema di un derivatore terminale.

Anche per i derivatori vale la stessa suddivisione in gruppi indicata per le prese, con la variante che l'appartenenza ad un gruppo è data dal numero totale dei cavi diramati dalla discesa principale (e non dalle prese che possono essere più di una ad ogni diramazione).

Per cui i due schemi rappresentati nelle figure 19 e 20 rappresentano due reti di distribuzione che sono realizzate con derivatori sulla colonna montante appartenenti allo stesso gruppo (e precisamente al 2°) perchè in entrambi i casi vi sono 6 cavi diramati, pur avendo lo schema della fig. 19 sei prese allacciate e quello della fig. 20 dodici prese allacciate.

Naturalmente i derivatori appartengono al 2° gruppo e le prese al 1° gruppo (in entrambi i casi) perchè in ogni cavo diramato vi sono allacciate due prese nel caso di fig. 20 ed una presa nel caso di fig. 19. Ogni cavo diramato è da considerarsi, agli effetti della determinazione del gruppo delle prese, come una nuova discesa alimentata da ciascun derivatore.

I derivatori D_1 e D_2 sono quelli di fig. 17 con resistenza R di 100 Ω.

I derivatori D_3 sono quelli di fig. 18 con resistenza R di 100 Ω e R_c di 100 Ω.

Le prese P (intermedie) sono schematizzate in fig. 13, con resistenza R di 22 Ω

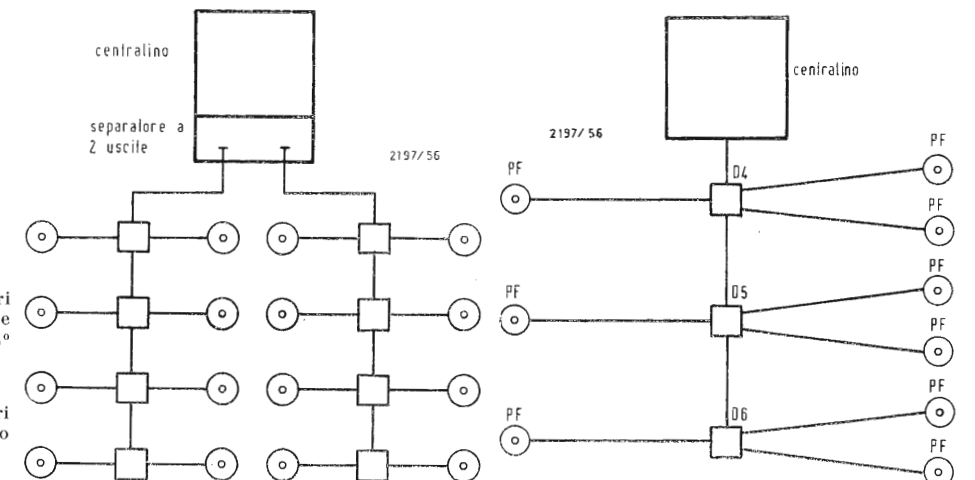



Fig. 20 - Schema di distribuzione a derivatori con 6 cavi diramati dalla colonna montante e 12 prese allacciate (derivatori sempre del 2° gruppo).

Fig. 21 - Schema di distribuzione con derivatori del 3° gruppo (9 cavi diramati). Le prese sono del primo gruppo e finali.

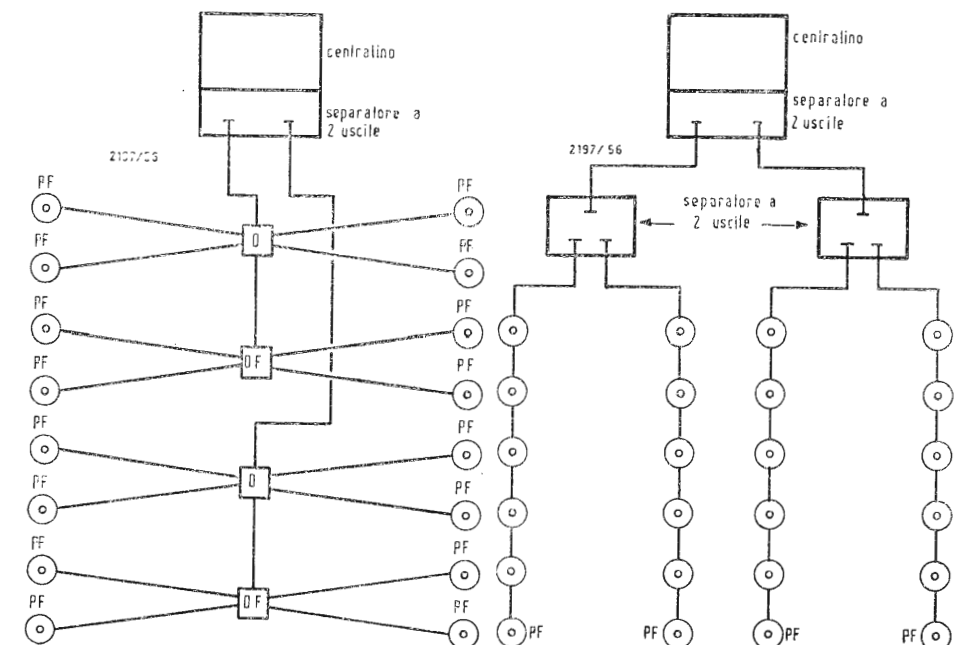



Fig. 22 - Esempio di rete di distribuzione con derivatori su colonna montante sdoppiata - derivatori del 3° gruppo - prese del primo gruppo.

Fig. 23 - Rete di distribuzione con prese in cascata su 4 colonne. Le prese di ogni colonna (essendo 6) appartengono al 2° gruppo - le prese PF sono finali.

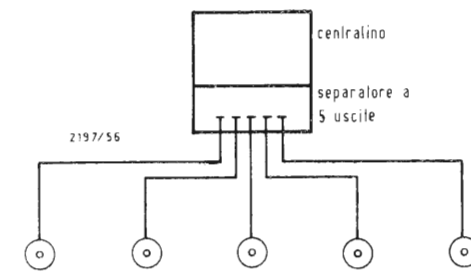



Fig. 24 - Cinque prese a collegamento indipendente: ogni presa è finale del 1° gruppo.

(1° gruppo) e le prese PF (finali) sono raffigurate in fig. 14 con resistenza R di 22 Ω e R_c di 100 Ω (resistenza standard di carico).

Altro esempio di distribuzione con derivatori è rappresentato in fig. 21. Qui i cavi diramati dalla colonna montante sono 9 (tre per ogni derivatore) e quindi i derivatori stessi appartengono al 3° gruppo (le resistenze R sono di 270 Ω). Le prese PF (una per ogni cavo diramato) sono del 1° gruppo e finali (R = 22 Ω; R_c 100 Ω). Il derivatore D_6, essendo finale, avrà in più la resistenza di carico R_c (100 Ω)

Anche per i derivatori, quando le diramazioni occorrenti siano superiori a 11, è consigliabile raddoppiare la colonna montante dotando il centralino di un separatore. Un esempio è quello di fig. 22 con un totale di 16 diramazioni in cui la rete di distribuzione si è divisa in due colonne montanti ciascuna di 8 diramazioni.

I derivatori D sono del 3° gruppo ed i DF sono del 3° gruppo finali. Le prese PF sempre del 1° gruppo e finali.

Nelle figure 23-24-25 e 26 abbiamo raffigurato alcuni esempi di reti di distribuzione che più comunemente capita di realizzare. In essi è indicata l'appartenenza al gruppo delle prese o dei derivatori in base a quanto si è detto sin qui.

3.3. - I separatori

I separatori sono apparecchiature che consentono la divisione di una discesa in più bracci, ognuno dei quali può diventare una nuova discesa.

È indispensabile, per quanto si è detto precedentemente nel paragrafo dedicato alle prese, che i morsetti di ingresso di ogni separatore presentino una impedenza pari a quella caratteristica del cavo allacciato.

Infatti i morsetti di entrata di un separatore sono posti alla terminazione di una linea che trasporta energia a radiofrequenza ed il cui inizio è sempre collegato ad un generatore (Vedi fig. 15). Il separatore quindi rappresenta il carico terminale di quella linea o di quel cavo che lo alimenta ed è pertanto indispensabile che questo cavo « veda » alla sua terminazione un carico che nel nostro caso deve essere di 75 Ω. Ciò se si vogliono evitare onde stazionarie. Considerando poi le varie discese che si diramano all'uscita del separatore, esse sono la partenza di altre linee che dovranno terminare con un carico ciascuno di 75 Ω e che sono tutte collegate ad un generatore che in questo caso è il separatore stesso da cui si dipartono.

Si chiama « separatore » il dispositivo posto nel centralino (o nelle immediate sue vicinanze) che crea il desiderato numero di colonne montanti per la realizzazione di una rete di distribuzione.

Ma lo stesso dispositivo, posto alla terminazione di una discesa che si deve diramare in due o più bracci, prende il nome di « derivatore » o « derivatore terminale » sebbene, elettricamente, sia composto nella stessa maniera del separatore.

Infatti, nel paragrafo che tratta i derivatori, precedentemente svolto, il derivatore finale è praticamente un separatore. (Vedi figura 18).

Nelle figure 27 e 28 sono rappresentati due tipi di separatori uno con le diramazioni disaccoppiate ed uno con le diramazioni accoppiate.

In entrambi i casi si noterà che l'impedenza vista all'ingresso è sempre assai prossima al valore di 75 Ω, condizione indispensabile per il buon funzionamento del dispositivo.

Ed infatti consideriamo l'impedenza di ogni cavo uguale a 75 Ω (e tale sarà se ogni cavo diramato terminerà a sua volta con il giusto carico); nel caso di fig. 27 abbiamo 4 resistenze di (450 + 75 Ω) 525 Ω in parallelo tra loro e quindi di valore pari a 525 : 4 = 131 Ω. Valore che viene a porsi in parallelo ai 100 Ω di carico per un totale complessivo pari a circa 60 Ω su cui è derivato il cavo di discesa principale.

In fig. 28 abbiamo due « resistenze in serie di 50 Ω (pari a 100 Ω) che rappresentano il carico a vuoto della discesa principale; carico cioè esistente in qualunque modo, anche se i cavi diramati non sono allacciati. Per contro a cavi diramati allacciati e di valore 75Ω ciascuno essendo l'impedenza risultante dei 4 cavi in parallelo pari a 75 : 4 = 17 Ω, abbiamo che il valore della resistenza di 50 Ω verso massa scende a circa 10 Ω. Il carico totale, dunque, della terminazione della discesa principale è di 50 + 10 = 60 Ω.

Naturalmente ad ogni cavo diramato sarà convogliato un segnale di ampiezza più piccola di quella presente nel cavo di discesa principale.

L'impiego dell'un tipo o dell'altro, tra i due separatori rappresentati in fig. 27, e 28 è indifferente: in generale si può dire che lo schema di fig. 27 è da preferirsi solo per un maggiore disaccoppiamento tra presa e presa di utilizzo, ammesso che i 4 cavi diramati terminino proprio con le sole prese di utilizzo. Lo schema di fig. 28 però offre uno scarto minore di impedenza di carico alla terminazione del cavo di discesa principale e quindi assicura un minor rapporto di onde stazionarie nella discesa stessa. I separatori possono essere di qualsiasi numero, praticamente indefinito, di diramazioni. Naturalmente il segnale distribuito a ciascuna diramazione sarà tanto più piccolo quanto maggiore sarà il numero delle suddivisioni. Noi abbiamo preso in considerazione separatori del tipo « resistivo » così detti perchè gli organi di separazione e di adattamento di impedenza sono costituiti da resistenze ohmiche,

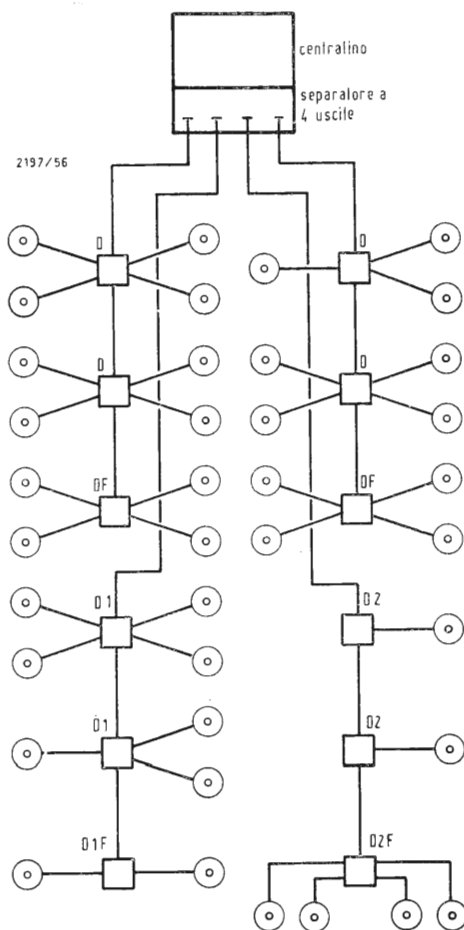



Fig. 25 - Rete di distribuzione con derivatori. I derivatori D sono del 4° gruppo (11 cavi derivati) DF è il finale del 4° gruppo. I derivatori $D1$ $D1F$ (finale) sono del 3° gruppo (9 cavi derivati). I derivatori $D2$ e $D2F$ (finale) sono del 2° gruppo (6 cavi derivati). Le prese sono tutte finali del 1° gruppo.

Vi sono sul mercato dei separatori ad induttanze che se offrono il vantaggio di una minor perdita di segnale nei bracci diramati, hanno però lo svantaggio di funzionare solo su una limitata gamma di frequenze e pertanto non vengono da noi considerati perchè nella realizzazione di un impianto centralizzato le frequenze in gioco, specie dopo l'avvento del II programma in UHF, sono più di una e, spesso, molto diverse l'una dall'altra.

Occorre però tener presente che qualora fosse richiesta la realizzazione di un impianto centralizzato per distribuire un solo programma, e quindi con una sola frequenza in gioco, l'uso di separatori induttivi potrebbe essere determinante, relativamente al costo delle apparecchiature, in considerazione delle minori perdite che verrebbero ad essere conseguite. Ma ripetiamo, ben difficilmente oggi può capitare di dovere distribuire una sola frequenza in un impianto centralizzato e pertanto prendiamo in considerazione solo i separatori di tipo resistivo il cui funzionamento è indipendente dalla frequenza.

Nella figura 29 abbiamo rappresentato, a mo' d'esempio, una rete di distribuzione particolare facente uso esclusivamente di separatori (e derivatori terminali) e richiamiamo il lettore anche allo schema di fig. 12 in cui era stata schematizzata una rete di distribuzione a derivazioni successive e che pertanto faceva uso appunto di soli separatori.

(*continua*)

Fig. 26 - Rete di distribuzione mista con prese in cascata o derivatori. La somma dei bracci dei derivatori più le prese determinano l'appartenenza al gruppo (per i derivatori e per le prese inserite sulla colonna montante). La prima colonna montante è costituita da tre prese in cascata più un derivatore a 2 bracci più un derivatore a tre bracci = 8 e quindi le prese e i derivatori appartengono al terzo gruppo; finale è la presa posta alla terminazione della colonna. Le prese allacciate ai bracci dei derivatori saranno del 1° gruppo (perchè ve ne è una sola per ogni diramazione) e finali perchè poste a ogni terminazione.
Analogamente, nella seconda colonna, le tre prese in cascata più due bracci del primo derivatore più due bracci del secondo derivatore per un totale di sette, determinano l'appartenenza al terzo gruppo delle tre prese e dei due derivatori sulla colonna. Le prese invece alimentate dai bracci dei derivatori saranno del primo gruppo e finali le singole. Le quattro prese in cascata poste sul braccio del secondo derivatore saranno evidentemente del secondo gruppo e quella posta alla terminazione sarà anche finale.

Fig. 27 - Separatore con cavi d'uscita disaccoppiati.

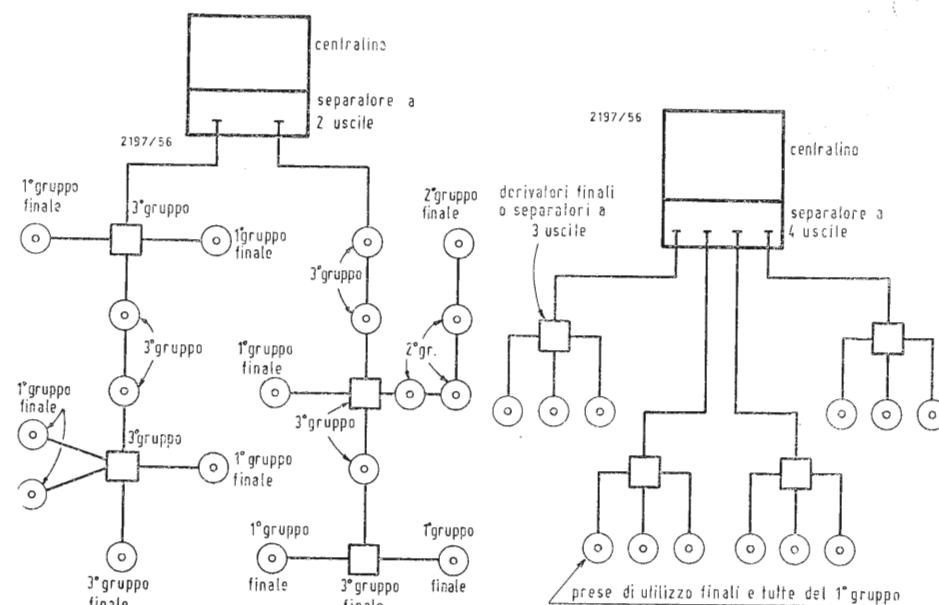
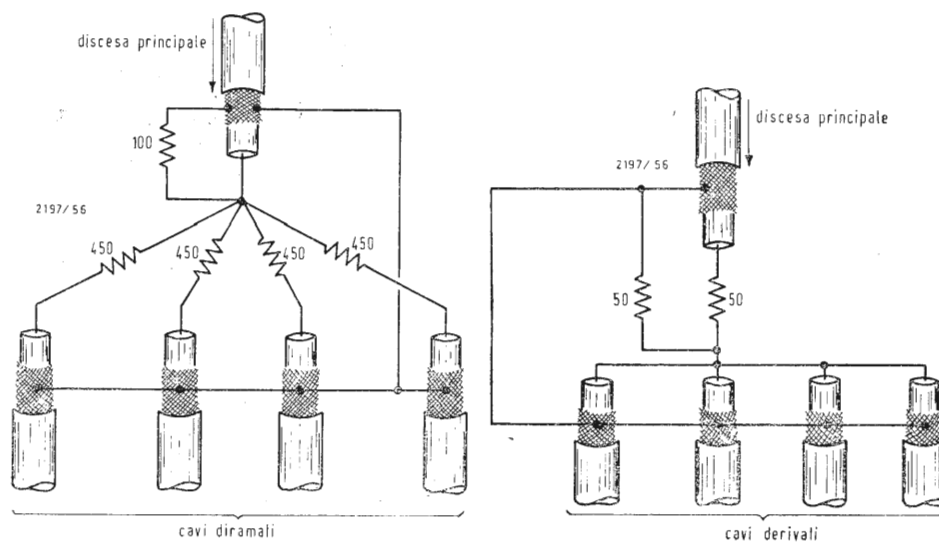



Fig. 28 - Separatore con cavi d'uscita accoppiati.

Fig. 29 - Rete di distribuzione facente uso di soli separatori (nel centralino un separatore a quattro uscite). Alla terminazione delle discese quattro separatori o derivatori terminali a tre uscite l'una, per un totale di dodici prese allacciate.

dott. ing. Alessandro Banfi

Il salone internazionale dei componenti elettronici

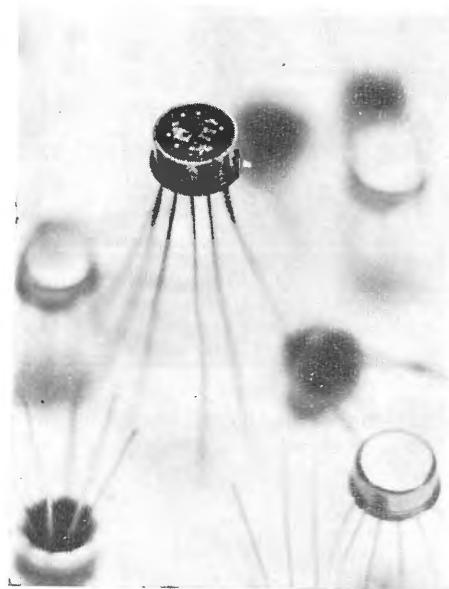
(Nostro servizio speciale)

L'ingresso del Salone.

Si è svolto dal 3 all'8 febbraio 1966 a Parigi, l'annuale Salone dei Componenti Elettronici, abbinato al Salone dell'Elettroacustica.
L'edizione di quest'anno è stata ancor più imponente di quella dello scorso anno, sia per il numero di espositori (50% stranieri) sia per il numero dei visitatori (oltre 130.000).
Quasi mille espositori erano distribuiti su un'area di 30.000 metri quadri. I principali partecipanti stranieri erano così presenti:
Stati Uniti 169, Germania Occidentale 103, Inghilterra 82, Giappone 27, Italia 22, Svizzera 14.
Occorre riconoscere che il Salone parigino dei Componenti Elettronici rappresenta un richiamo fortissimo dei tecnici di tutti i Paesi, tanto da costituire un vero e proprio punto d'incontro annuale onde rinnovare le conoscenze e scambiarsi impressioni; ciò naturalmente, oltre all'attrattiva dell'interessante e folto materiale esposto, sempre all'avanguardia degli sviluppi della tecnica elettronica.
In una manifestazione di così vasta portata affiorano sempre alcune tendenze o indirizzi che caratterizzano gli sviluppi in corso nell'industria dell'importante settore elettronico.
La tecnica dei microcircuiti integrati è oggi fra le più salienti ed in rapida espansione. Le più importanti organizzazioni che si occupano di semiconduttori sono attivamente impegnate nello sviluppo dei circuiti integrati ed oltre alle varie applicazioni ormai già correntemente introdotte in campo professionale, si stanno realizzando interessanti circuiti miniaturizzati destinati a ricevitori radiofonici e televisori. È stato infatti presentato un radioricevitore il cui circuito era contenuto in una piastrina di 1 cm quadrato: il ricevitore era realizzato sotto forma di bottone-distintivo da portarsi all'occhiello della giacca, completato da un auricolare separato da infilarsi nell'orecchio.
Sempre nel settore dei semiconduttori si delinea l'estendersi a macchia d'olio delle applicazioni dei diodi al silicio controllati (S.C.R.), parallelamente alla loro progredita tecnologia costruttiva. Un'interessante applicazione di tali diodi S.C.R., esposta al Salone, era costituita da un dispositivo d'accensione di motori

Una visione all'interno del Salone.

Un «laser» di potenza esposto in funzione al Salone.

d'automobile, in sostituzione del classico spinterogeno a ruttore meccanico, con evidenti vantaggi nel funzionamento del motore stesso.
Un'altra evidente tendenza, non nuova certamente, ma decisamente accentuata e diffusa in questo Salone, è quella della miniaturizzazione generale di tutti i componenti. Andiamo assistendo alla riduzione progressiva ai minimi termini di tutti i componenti di circuiti elettronici, pur mantenendo, anzi migliorando la loro efficienza e sicurezza di prestazione.
Tale tendenza, accentuata ovviamente dall'impiego dei transistori ed eventualmente da circuiti integrati, ci condurrà ad apparecchi di dimensioni ridottissime, totalmente autonomi (anche le batterie si vanno miniaturizzando con elementi a lunga durata) e consumi minimi.
Fra le novità singolari del Salone parigino dei Componenti è da citare quella dell'ingresso del «laser» in campo decisamente industriale.
Il «laser», dispositivo di recente creazione, fondato sui principi fisico-elettro-ottici, era sinora rimasto nell'ambiente chiuso dei laboratori di ricerca.
Notizie sporadiche di applicazioni varie del «laser», sfruttando le proprietà derivanti dalla sottigliezza e potenza intrinseca del raggio di luce «coerente» stimolata, da esso emesso erano state già diffuse anche dalla stampa quotidiana.
Ma in quest'ultimo Salone parigino, una importante Società (la Compagnie Industrielle des Lasers), ha presentato tutta una serie di apparati a «laser» d'uso corrente, destinati a vari scopi pratici industriali e in medicina.
È da segnalare fra questi ultimi una microforatrice che esegue fori di diametro compreso fra il centesimo ed il decimo di millimetro in materiali durissimi, una microsaldatrice, un apparato per impiego chirurgico (ad es. la saldatura diretta della retina dell'occhio), ed altri ancora sino alla potenza eccezionale per un «laser» di 280 W.
Per terminare questa rapida rassegna sul Salone parigino dei Componenti elettronici non si può passare sotto silenzio la presenza di numerosi componenti per televisori a colori, presentati da vari importanti costruttori, che esibivano altresì dei televisori a colori in funzione ricevendo le emissioni sperimentali della O.R.T.F. sul sistema SECAM.
È da tenersi comunque presente che indipendentemente dal sistema adottato fra i 3 attualmente in palio per l'Europa, tutti i televisori a colori, necessitano per l'80% circa del loro complesso, di componenti praticamente identici.
Parallelamente al Salone dei Componenti, si è svolto il Salone Internazionale dell'Elettroacustica.
Questa interessante Mostra comprendeva oltre 90 espositori distribuiti in un grande padiglione separato su circa 4.000 metri quadri.
Gli espositori stranieri erano 44 (50%), con Germania Occ. in testa (16), seguita da Inghilterra (11), Stati Uniti (7), Svizzera (4), per citare solo i principali.
Il profilo più interessante di questo Salone era costituito dall'evoluzione del materiale professionale o semi-professionale verso nuove versioni destinate all'amatore di buona musica.
Pertanto, anche in questo settore si assiste ad una corsa alle riduzioni delle dimensioni di tutti gli apparati e particolarmente dei riproduttori sonori, onde renderli più accessibili e più adatti all'ambientazione normale.
E sotto tale profilo, è molto significativo lo sforzo di molti costruttori francesi e tedeschi per la produzione di ricevitori radio-stereofonici ad alta qualità di riproduzione pur contenendone il costo entro limiti modesti.

Un amplificatore differenziale a circuito integrato SGS, comprendente tre transistori planari al silicio, in un unico contenitore miniaturizzato.

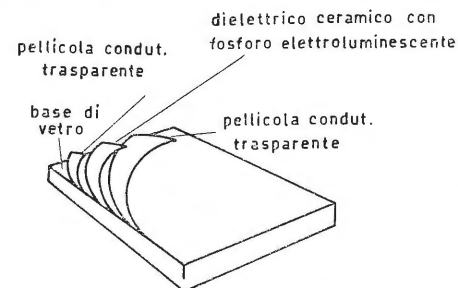
Infatti mentre un buon complesso stereofonico ad alta fedeltà con altoparlanti separati, era sinora valutato dalle 300.000 lire in su, sono stati presentati al Salone di Parigi degli ottimi complessi riceventi radio-stereofonici a M.F. con altoparlanti separati, ad un prezzo intorno alle 80.000 ÷ 100.000 lire.
Tali ricevitori, quasi tutti transistorizzati, sono provvisti di due uscite foniche da 5 a 15 W ciascuna (a seconda dei tipi), mentre gli altoparlanti sono racchiusi in cassette foniche di dimensioni molto limitate (ad es. 250 × 250 × 150) giudizio qualitativo ottimo per tutti gli esemplari ascoltati sull'emissione radio-stereo M.F. della O.R.T.F.
A quest'ultimo proposito è doveroso riconoscere che la O.R.T.F. sta facendo una notevole propaganda per valorizzare queste emissioni, che per la verità hanno raccolto un largo consenso di pubblico, incoraggiato anche dai prezzi ragionevoli dei complessi riceventi. La O.R.T.F. trasmette in M.F. un programma denominato France-Musique ricevibile su buona parte del territorio francese, nel quale sono riservate tre serate settimanali alla stereofonia col sistema « multiplex » F.C.C. a frequenza pilota adottato anche in Italia, Germania e Inghilterra. Tali trasmissioni sono in parte registrate ed in parte riprese direttamente dallo studio. È comunque da augurarsi che tale felice situazione si possa avverare presto anche in Italia, dopo la Germania e la Francia.
Oltre ai complessi ad alta qualità sia fonografici che radio, al Salone dell'Elettroacustica si notavano un gran numero di fonovaligette di dimensioni ridottissime, naturalmente transistorizzate, a funzionamento autonomo: sembra questa essere la tendenza attuale del giovane pubblico francese.
Come pure sta diffondendosi l'uso del magnetofono sia con alimentazione dalla rete, che autonomo transistorizzato.

Il magnetofono che predominava al Salone parigino riscuote oggi il favore del pubblico oltre che per il prezzo oggi modestissimo anche per il fatto che è possibile raccogliere su una piccola bobina di nastro magnetico musiche per una o due ore di durata. Tali programmi musicali si possono registrare direttamente dalla radioricezione; ma si possono anche registrare dalle « cartucce » o « cassette » contenenti nastro già registrato con vari generi di musica, inseribili con la massima facilità e rapidità in magnetofoni che varie Ditte hanno presentato.
La soluzione del magnetofono è stata bene accolta dal pubblico in sostituzione della radio o del giradischi sull'automobile o comunque per impiego portatile durante i « week-end » o nelle vacanze. *A*

Philips al Salone dell'Automobile di Torino

Al Salone dell'Automobile di Torino (3-13 novembre 1965) la Philips espose un impianto di raffreddamento ad aria liquida per automezzi frigoriferi per il trasporto e la distribuzione di derrate deperibili.
Per automezzi del genere attualmente sono impiegati tre tipi fondamentali di refrigerazione: *a*) raffreddamento con ghiaccio d'acqua o ghiaccio secco; *b*) raffreddamento ad accumulo di freddo (piastre eutectiche); *c*) raffreddamento forzato con impianto frigorifero a condensazione-evaporazione.
La Philips propone invece un proprio sistema che, per l'effetto refrigerante, si avvale della vaporizzazione di aria liquida.
Al contrario di quanto avviene con sistemi analoghi che invece dell'aria adoperano l'azoto liquido, l'atmosfera all'interno della cella frigorifera è perfettamente respirabile e, grazie anche alla facilità di approvvigionarsi dell'aria liquida, vengono eliminati i principali inconvenienti dei tre sistemi attualmente in uso.
La Philips è altamente specializzata nel campo delle basse temperature e ha attualmente in produzione due liquefattori d'aria capaci di produrre rispettivamente 33 e 270 litri d'aria liquida ogni ora.

Una nuova serie di Rettificatori a valanga controllata che sopportano sovraccarichi istantanei due o tre volte maggiori rispetto ai tipi normali

In una nuova serie di rettificatori Sylvania al silicio è compreso un gruppo di rettificatori a valanga controllata per applicazioni in cui possono verificarsi elevati sovraccarichi istantanei; essi hanno dimostrato di poter sopportare punte di corrente fino a 1000 ampere.
Questi rettificatori hanno tensioni inverse massime di picco da 200 a 1000 V, con valori efficaci di corrente diretta normale di 1 A. Il valore di cresta della corrente diretta per sovraccarichi non ricorrenti è stabilito in 50 A, per sovraccarichi ricorrenti in 20 A.
I rettificatori sono racchiusi in un contenitore di resina epossidica sagomata a cartuccia, col catodo avente estremità affusolata in modo che sia agevole riconoscere la polarità degli stessi. Sono state eseguite prove prolungate di durata, variando le condizioni di umidità, di urti e di temperatura, in modo da poter garantire la qualità del prodotto.
La Sylvania International è una sezione della General Telephone and Electronics International S.A. *(s.g.)*

Il contributo che può dare l'Elettroluminescenza al tecnico progettista

Si è molto parlato in questi ultimi anni dell'affidamento che danno i dispositivi ad elettroluminescenza (EL) allo « stato solido ». Ma, oltre alle importanti caratteristiche dell'assenza di filamento e della mancanza del vuoto, che cosa può significare l'elettroluminescenza per un tecnico progettista?
In una serie di prove di durata, tuttora in corso, furono sperimentati complessivamente 4.648 singoli segmenti EL, per un totale di 345.478 ore. Durante questa lunga prova, non si è verificato un solo guasto, come invece si è sempre riscontrato negli altri sistemi d'indicazione luminosa. Lo stato solido dei dispositivi EL, basati sui fosfori luminescenti, rende praticamente impossibili guasti improvvisi o cedimenti strutturali.
Quindi l'utilizzatore non dovrà preoccuparsi di eventuali guasti o rotture degli EL ma semplicemente di sostituire gli stessi dopo un considerevole periodo di funzionamento. Sebbene col tempo possa diminuire la luminosità, essa sarà ancora sufficiente per un servizio di lunga durata. Le sostituzioni potranno essere programmate solamente sull'entità di durata di funzionamento dei dispositivi.
Molti altri vantaggi risultano dalle caratteristiche intrinseche degli EL. Per esempio, in virtù dello spessore minimo e della costruzione piana, le indicazioni degli EL possono essere lette chiaramente entro un settore che raggiunge quasi i 180 gradi. Le probabilità di errori di lettura sono minime anche sotto angoli ampi in virtù della planarità degli indicatori. E poichè la parte illuminata si trova dietro uno strato di vetro molto sottile, non esistono quei problemi di visibilità che sorgono negli altri sistemi basati sulla sovrapposizione dei numeri.
Molti tecnici gradiscono le ridotte dimensioni fisiche degli EL che contribuiscono a risolvere i problemi che si presentano per la mancanza di spazio disponibile.
La costruzione « allo stato solido » ha consentito alla Sylvania di realizzare serie d'indicatori luminosi con spessore minimo, come del resto non è mai stato possibile raggiungere nei dispositivi del genere.
Gli EL hanno la prerogativa di rappresentare in uno spazio minimo numeri di molte cifre, spaziati quanto è necessario per una chiara lettura. I modelli da mezzo pollice (12,7 mm) risultano ideali per applicazioni nei contatori di frequenza e nelle apparecchiature di navigazione. Si preferiranno invece le serie di maggiori dimensioni per le tabelle luminose, per gli indicatori di piani negli ascensori, per i dispositivi che servono a richiamare in ufficio le persone fuori posto oppure adibiti alle brevi comunicazioni.
I segnalatori EL sono ben noti anche per altre particolari caratteristiche. Non emettono radiazioni, come è stato dimostrato dalle prove eseguite, secondo le norme militari, nella gamma di frequenza fra 14 kHz e 1.000 MHz. Il consumo d'energia è ridotto: un indicatore numerico di 3/4 di pollice (19 mm) assorbe soltanto 7 mW quando tutti i suoi segmenti sono accesi. La varietà grafica degli EL è un altro vantaggio offerto dal prodotto; è possibile comporre in modo semplice ed economico quasi ogni simbolo particolare.
La serie normale di questi dispositivi indicatori luminosi della Sylvania è disponibile nei tipi con cifre a sette e a nove segmenti per i pannelli numerici e con caratteri a 14 segmenti per i pannelli alfanumerici. Esistono pannelli per cifre singole e multiple, in grado d'indicare particolari simboli. *(s.g.)*

La SGS presenta il BF 175, un nuovo transistore per amplificatori di media frequenza video

Notevoli miglioramenti delle prestazioni degli amplificatori di media frequenza per televisione sono ottenibili con il BF 175, un nuovo transistore SGS che offre una bassissima capacità di reazione: la sua C_{re} è infatti di solo 0,4 pF, un valore inferiore alla metà di quello dei dispositivi finora disponibili.
Grazie al BF 175 è diventato possibile progettare amplificatori con un guadagno più alto, perchè le perdite di inserzione e di disadattamento possono essere minori, senza peggiorare le caratteristiche di stabilità; si può così ottenere una sensibilità maggiore senza aumentare il numero degli stadi, o, viceversa, la stessa sensibilità può essere ottenuta con un numero inferiore di stadi.
Le ottime caratteristiche di controllo automatico di guadagno (AGC) del BF 175 consentono una riduzione di guadagno di 60 dB, permettendo così di ottenere l'attenuazione necessaria con un solo dispositivo, laddove precedentemente ne risultavano necessari due.
Inoltre la bassa capacità propria di questo transistore, garantisce che le caratteristiche della banda passante non vengano influenzate per effetto « Miller ».
Le alte tensioni di rottura del BF 175 ($LV_{CEO} = 50$ V) contribuiscono ulteriormente alla progettazione di amplificatori a frequenza intermedia con prestazioni migliori. Utilizzando una più alta tensione di alimentazione l'ottimizzazione dello stadio di uscita video diventa più agevole; di più semplice soluzione risultano anche i problemi relativi all'alimentazione, soprattutto nei televisori ibridi.
Il BF 175 è un nuovo dispositivo appartenente alla classe per l'elettronica civile del programma *total planar* della SGS. *(s.g.s.)*

dott. ing. Fabio Ghersel

La microelettronica e i transistori ad effetto di campo

Parte terza

Principi sui transistori ad effetto di campo

3.1. - Generalità

La transistorizzazione delle apparecchiature elettroniche ha progredito considerevolmente e costantemente; spesse volte però ha disturbato il fatto che il transistore convenzionale o bipolare non fosse capace di competere col tubo elettronico, rendendo in alcune particolari applicazioni la transistorizzazione poco pratica o antieconomica. Le applicazioni particolari a cui ci riferiamo sono quasi sempre quelle nelle quali è richiesta una alta impedenza di ingresso. Il transistore bipolare ha una bassa impedenza di ingresso (che diminuisce all'aumentare della corrente di emettitore): questa caratteristica apparve inizialmente una delle maggiori restrizioni dei transistori ai progettisti che avevano prima lavorato con i tubi elettronici. Queste restrizioni furono quasi tutte superate con una migliore conoscenza dei transistori. Esistono però delle applicazioni nelle quali è assolutamente richiesta una alta impedenza di ingresso. Il transistore a effetto di campo (vedi anche paragrafi 1.1 e 1.2) soddisfa questo requisito.

I principi dei dispositivi a effetto di campo furono scoperti prima dell'invenzione del transistore bipolare e ripresi contemporaneamente ad essa; l'interesse per i transistori a effetto di campo è stato ravvivato dall'apparizione dei tipi MOS e TFT e dalla loro ottima adattabilità alla tecnica dei circuiti integrati (vedi paragrafo 2.4).

In questa parte, dopo aver indicato il principio di funzionamento, considerati i vari tipi dei transistori ad effetto di campo, mostrati i simboli impiegati, passeremo ad esaminare nell'ordine la polarizzazione, le varie inserzioni, i circuiti equivalenti, le curve caratteristiche, la stabilità termica, i parametri principali dei transistori ad effetto di campo, sottolineando le differenze con i transistori bipolari.

3.2. - Principio di funzionamento

Un transistore ad effetto di campo si può considerare una struttura contenente un materiale semiconduttore percorso da corrente la cui resistenza viene modulata mediante la applicazione di un campo elettrico trasversale.

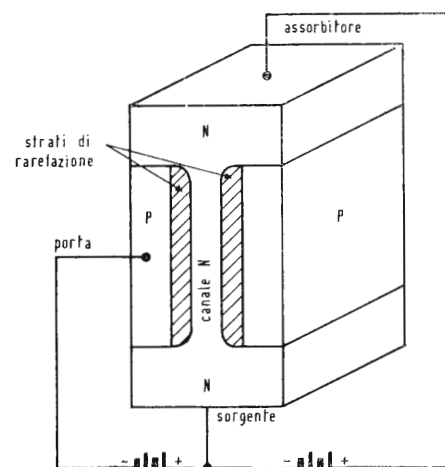
Riferiamoci alla barra di materiale semiconduttore, per esempio di tipo N, schematizzata in figura 3-1, nella quale è stato formato uno (talvolta più di uno) strato di materiale P. Nella figura distinguiamo tre elettrodi. Poichè nei transistori unipolari l'emettitore e il collettore funzionano in un modo che è differente da quello normale dei transistori bipolari, si è ritenuto opportuno introdurre una nuova terminologia per gli elettrodi dei tipi unipolari. Si è precisamente chiamato *sorgente* (source) l'elettrodo dal quale i portatori di cariche entrano nella regione di campo elettrico relativamente alto; *assorbitore* (drain) l'elettrodo al quale essi arrivano e dal quale essi partono; *porta* (gate) l'elettrodo di controllo. I contatti ohmici sulla barra semiconduttrice sono stati chiamati sorgente e assorbitore, anzichè emettitore e collettore, per sottolineare il fatto che essi iniettano e rimuovono solo portatori di maggioranza.

La regione conduttrice fra la sorgente e l'assorbitore la cui conduttività viene controllata dalla porta è detta *canale*. In senso circuitale i transistori ad effetto di campo sono simili ai triodi, sebbene le loro curve caratteristiche corrispondano più a quelle dei pentodi. La porta corrisponde alla griglia del tubo elettronico, la sorgente al catodo e l'assorbitore alla placca. La corrente scorre fra la sorgente e l'assorbitore, con il senso che dipende dal fatto se i portatori di cariche sono elettroni o lacune.

In dispositivi con corrente di elettroni quale quello schematizzato in figura 1-1 gli elettroni si originano dalla sorgente e quindi l'assorbitore viene polarizzato positivo rispetto ad essa. Vediamo quello che accade al variare della polarizzazione (inversa) della porta rispetto al canale. Su ogni giunzione porta-canale esiste una regione di carica spaziale (strato di rarefazione), dalla quale tutti i portatori di cariche mobili

Fig. 3-1

sono stati rimossi lasciando solo i nuclei e gli elettroni legati. La lunghezza di questa regione di carica spaziale è funzione del potenziale della giunzione e della concentrazione di impurità. Applicando una tensione inversa alla giunzione porta-canale la conduttanza del canale diminuisce (la resistenza aumenta) a causa dell'allargamento delle regioni di carica spaziale.

Al variare della polarizzazione inversa della porta rispetto al canale varia la conduttanza del canale: la conduttanza del canale è inversamente proporzionale alla tensione fra porta e canale. In definitiva si usa la regione di carica spaziale di una giunzione PN polarizzata in senso inverso per controllare la conduttività di un canale semiconduttore, ossia per indurre un maggior o minor numero di elettroni. La tensione applicata fra porta e canale (o fra porta e sorgente) modula la corrente fra sorgente e assorbitore, alterando il numero degli elettroni disponibili per la conduzione e variando così la conduttività del canale. Si ottiene così la modulazione (il controllo) della sezione trasversale di un canale conduttore mediante campi elettrici. Il nome transistore ad effetto di campo deriva quindi dal fatto che il *campo* elettrico trasversale introdotto nel canale dalla porta ha un *effetto* sulla conduttanza del canale.

3.3. - I vari tipi

Una prima classificazione dei vari tipi di transistori ad effetto di campo (vedi anche tabella 1.1.1) si può fare in tipi a *porta non isolata* (ossia con porta costituita da una giunzione polarizzata in senso inverso) e in tipi *a porta isolata*. I tipi a porta non isolata comprendono i transistori *FET* [(vedi paragrafo 1.2*a*) e figura 3-1]; i tipi a porta isolata comprendono i transistori *a metallo-ossido-semiconduttore* o *MOS* [vedi paragrafo 1.2 *b*)] e quelli a *strati sottili* [vedi paragrafo 1.2 *c*)] o a *strati* o *TFT*.

Una seconda classificazione fondamentale si può fare in base al materiale semiconduttore impiegato. A questo proposito è da osservare che c'è un gran numero di materiali semiconduttori che possono essere usati per i transistori a effetto di campo (per il fatto che sono dispositivi con portatori di cariche di un solo tipo) ma non per i transistori bipolari. Sono stati costruiti tipi al silicio, al solfuro di cadmio (CdS), al seleniuro di cadmio (CdSe), all'arseniuro di gallio (GaAs), al germanio.

Una terza classificazione generale si può fare in tipi *a canale P* o *a canale N* (vedi anche paragrafo 3.4).

Nei tipi a porta isolata l'uso dello strato isolante per la porta (anzichè la giunzione PN polarizzata in senso inverso dei tipi a porta non isolata) permette di polarizzare la porta non solo in senso inverso rispetto al canale, ma anche in senso diretto, ossia con una tensione sia negativa che positiva rispetto al canale, e questo senza far scorrere corrente di porta.

Questo equivale a dire che i tipi a porta isolata possono funzionare in due modi diversi, detti rispettivamente modo *per rarefazione* (depletion mode) e modo *per accrescimento* (enhancement mode). Riferiamoci ad un dispositivo nel quale i portatori di cariche sono gli elettroni ossia un dispositivo con canale di tipo N (vedi figura 3-5) (ciò varrà in modo analogo per le lacune dei dispositivi con canale di tipo P, vedi figura 3-4). Nel modo *per rarefazione* la porta è polarizzata in senso inverso (questo modo di funzionamento corrisponde a quello di figura 3-1) cosicchè i portatori di cariche (elettroni) sono rarefatti nel canale. Si ha quindi massimo scorrimento di corrente fra sorgente e assorbitore quando la porta è con polarizzazione zero rispetto al canale. Gli elettroni sono presenti con la porta alla stessa tensione della sorgente, e allora la corrente scorre normalmente. Una tensione negativa applicata alla porta riduce il numero degli elettroni e può essere usata per ridurre la corrente o, al limite, per interdirla completamente.

I transistori del tipo per rarefazione sono costituiti con la sorgente, assorbitore e canale dello stesso tipo di conduttività (P o N) in modo da dare una notevole corrente in corrispondenza alla porta con polarizzazione zero. Questi transistori sono adatti per applicazioni quali amplificatori a bassi segnali e la geometria degli elettrodi può esser scelta in modo da dare buone prestazioni a frequenze molto alte e con potenze di uscita moderate.

Nel modo *per accrescimento* la porta è polarizzata in senso diretto rispetto al canale cosicchè i portatori di cariche (elettroni) sono aumentati nel canale. Si ha quindi minimo scorrimento di corrente quando la porta è con polarizzazione zero rispetto al canale. Il modo è complementare a quello per rarefazione in quanto il transistore è normalmente interdetto e può essere fatto condurre applicando una polarizzazione positiva alla porta.

I transistori del tipo per accrescimento hanno la porta e l'assorbitore di conduttività opposta di quella del canale. Si formano così dei diodi fra sorgente-canale e assorbitore-canale e la corrente nel canale è praticamente zero, quando la porta ha polarizzazione zero.

L'elettrodo della porta copre l'intero canale, andando a coprire anche parte delle regioni di sorgente e di assorbitore. Ogni parte della regione di canale lasciata esposta dà un contributo molto alto di resistenza in serie.

Applicando una tensione positiva via via aumentante a partire da zero alla porta, si ha inizialmente sulla superficie del canale una rarefazione delle lacune e poi un accrescimento di elettroni. La superficie del canale è quindi

Fig. 3-2 - Rappresentazione di un transistore ad effetto di campo di tipo a porta non isolata (con giunzione di porta polarizzata in senso inverso): a) a canale P (PNP), b) a canale N (NPN), c) tetrodo a canale P (PNP); d) tetrodo a canale N (NPN); p = porta; s = sorgente; a = assorbitore; p 2 = seconda porta

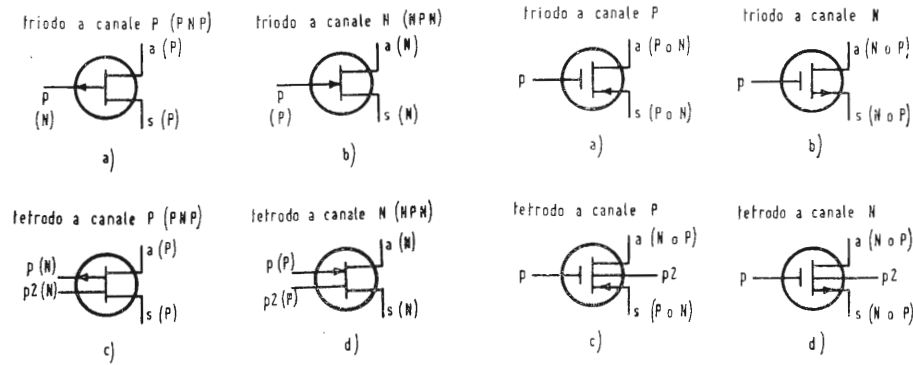



Fig. 3.3 - Rappresentazione di un transistore a effetto di campo a porta isolata: a) a canale P; b) a canale N; c) tetrodo a canale P; d) tetrodo a canale N; m = porta; s = sorgente; a = assorbitore; p 2 = seconda porta.

inizialmente del tipo P, diventa poi intrinseca e poi di tipo N; a questo punto comincia la conduzione dalla sorgente all'assorbitore e quindi l'accrescimento di corrente all'aumentare della tensione positiva della porta.
Un'altra classificazione da fare è fra *triodi* e *tetrodi*.
Abbiamo finora considerato i transistori a effetto di campo dei *triodi* (prefisso 2N). Essi possono però essere anche *tetrodi* (prefisso 3N) con una seconda porta che funziona da quarto elettrodo. Questa seconda porta può essere ottenuta sia nei transistori a porta non isolata, per esempio in figura 3-1, connettendo il quarto elettrodo al secondo strato di materiale P (opposto alla porta di controllo rispetto al canale), sia nei transistori a porta isolata, per esempio nelle figure 1-1, 1-2, 1-3, connettendo il quarto elettrodo al sottostrato. Nei transistori a porta non isolata la seconda porta nell'impiego quale triodo viene di solito collegata (esternamente) alla porta di controllo. Nei transistori tetrodi a porta isolata l'uso della seconda porta o porta-sottostrato può introdurre nel transistore (quando si applichi una tensione positiva fra la porta-sottostrato e la sorgente) due caratteristiche delle giunzioni normali, cioè corrente di saturazione dipendente dalla temperatura e bassa impedenza. Per evitare ciò la porta-sottostrato viene collegata a massa per i segnali alternati e connessa ad una tensione continua che dia la minima differenza di potenziale fra questa porta-sottostrato e la porta (di controllo) isolata. Nel funzionamento quale triodo la seconda porta viene normalmente collegata direttamente a massa.
In conclusione i transistori a effetto di campo possono essere triodi o più spesso tetrodi; l'uso separato della seconda porta rende possibili speciali condizioni di funzionamento quali tetrodi; nell'impiego più comune come triodi la seconda porta dei transistori a pòrta non isolata è collegata (esternamente) alla porta controllo, mentre nei transistori a porta isolata è collegata (esternamente) a massa.

3.4. - Simboli

I simboli per i transistori a effetto di campo non sono ancora stati uniformati o standardizzati. Indichiamo nelle figure 3-2 e 3-3 i simboli più usati.
Ricordiamo che nei transistori bipolari un elettrodo era indicato con freccia verso l'interno quando era del tipo P e con freccia verso l'esterno quando era del tipo N. In particolare nei transistori dipolari l'indicazione PNP si riferiva ad un transistore con un emettitore P, una base N e un collettore P.
Qui le tre lettere PNP avrebbero senso, se riferite agli elettrodi corrispondenti dei transistori ad effetto di campo (cioè alla sorgente, alla porta e all'assorbitore), solo per i transistori ad effetto di campo del tipo a porta non isolata (FET) dove esistono effettivamente delle giunzioni PN fra i tre elettrodi, ma non nei tipi a porta isolata.
Nei transistori ad effetto di campo si ricorre perciò alla indicazione del tipo di impurità del canale, e si classificano in tipi *a canale P* e in tipi *a canale N*.
I transistori ad effetto di campo a porta non isolata a canale P sono effettivamente dei transistori PNP (sorgente P, porta N, assorbitore P), e quelli a canale N sono effettivamente dei transistori NPN (sorgente N, porta P, assorbitore N). I transistori a porta isolata possono invece avere per la sorgente e l'assorbitore ambedue le polarità sia nei tipi a canale P che in quelli a canale N (come indicato nelle figure 3-4 e 3-5).
Nei transistori a effetto di campo a porta non isolata è usuale riportare l'indicazione della freccia sulla porta (occorre però indicare inoltre nello schema quale è la sorgente e quale l'assorbitore), nei tipi a porta isolata risulta più comodo riportare l'indicazione della freccia sulla sorgente (e gli elettrodi sono così già chiaramente identificati nello schema; occorrerebbe però per maggior chiarezza indicare se il transistore è del tipo per rarefazione o per accrescimento).

Fig. 3.6 - Circuito equivalente π con un generatore di corrente del transistore ad effetto di campo nella inserzione con sorgente comuni per segnali deboli.

Nei simboli dei transistori tetrodi la seconda porta nei tipi a porta isolata viene di solito indicata sotto (o sopra) la porta di controllo; nei tipi a porta isolata viene indicata fra sorgente e assorbitore.
In seguito considereremo solo i transistori triodi usando i simboli relativi; i transistori potranno essere anche dei tetrodi impiegati però sono triodi (supponendo quindi in questo caso che la seconda porta sia collegata esternamente alla porta controllo nei tipi a porta non isolata, e collegata esternamente a massa nei tipi a porta isolata).

3.5. - La polarizzazione

In un transistore ad effetto di campo funzionante da amplificatore la polarizzazione, ossia l'applicazione delle tensioni continue, ha lo scopo di mantenere una corrente di assorbitore I_A e una tensione dell'assorbitore (rispetto alla sorgente) V_A fisse di ampiezze sufficienti per poter effettuare la voluta amplificazione di un segnale alternato senza che i valori istantanei di I_A e V_A, per effetto della sovrapposizione del segnale alternato amplificato, si riducano a zero o portino a lavorare il transistore in zone non lineari delle sue caratteristiche, dando luogo a distorsione.
Per comprendere come occorra effettuare la polarizzazione è bene separare, come indicato nelle figure 3-4 e 3-5 prima e seconda riga, i transistori a porta isolata nelle loro quattro classi e i transistori a porta non isolata nelle loro due classi di funzionamento.
Nella terza riga delle figure sono riportate le polarizzazioni corrispondenti dei transistori a giunzione bipolari e nella quarta riga quella dei tubi elettronici. I dispositivi sulla stessa verticale richiedono lo stesso tipo di polarizzazione. Si è indicato in ogni dispositivo il simbolo degli elettrodi, la polarità degli elettrodi (nei transistori a effetto di campo a porta isolata la porta non ha polarità), la polarità delle tensioni di polarizzazione (supponendo rispettivamente la sorgente, l'emettitore e il catodo a massa), e sull'elettrodo di controllo (rispettivamente porta, base e griglia) la polarità della tensione rispetto a massa nelle due condizioni di interdizione (a sinistra) e di massima corrente (a destra).
Dalle figure segue che i sistemi di polarizzazione già impiegati per i tubi elet-

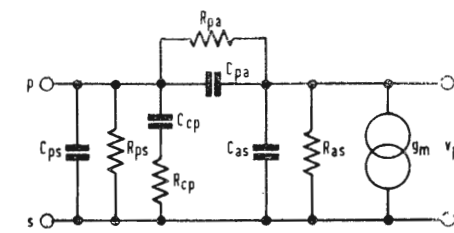
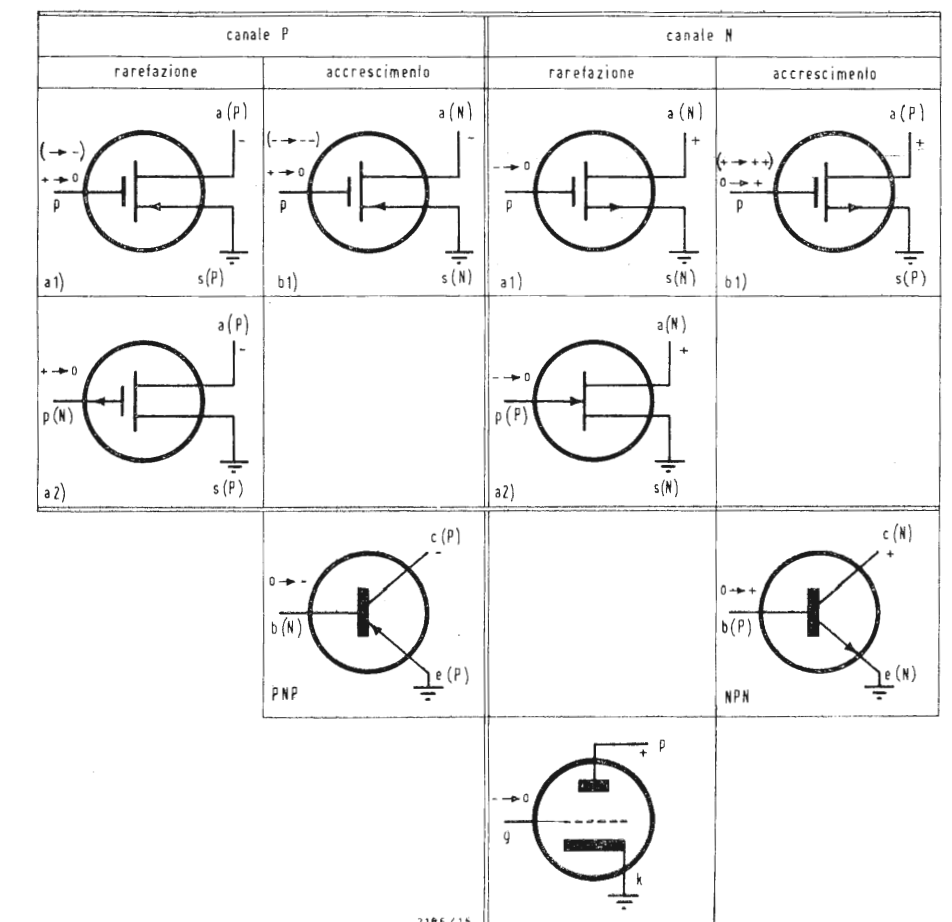



Fig. 3.4 - Indicazione schematica della polarizzazione di un transistore a canale P (portatori lacune) con alimentazione da una tensione negativa: a) per rarefazione, b) per accrescimento. Inoltre paragone con il transistore bipolare a giunzione PNP.

Fig. 3.5 - Indicazione schematica della polarizzazione di un transistore a canale N (portatori elettroni) con alimentazione da una tensione positiva: a) per rarefazione, b) per accrescimento. Inoltre paragone con il transistore bipolare a giunzione NPN e con il tubo elettronico.

Tabella 3.6.1 confronto fra le quattro inserzioni dei transistori ad effetto di campo.

Parametro	Terminale comune: sorgente	Terminale comune: porta	Terminale comune: assorbitore	Circuito bootstrap
1) Rotazione di fase	180°	0°	0°	0°
2) Impedenza di ingresso $Z_1 = \frac{v_1}{i_1}$	media	piccola	grande	grande
3) Impedenza di uscita $Z_2 = \frac{v_2}{i_2}$	media	grande	piccola	piccola
4) Amplificazione di corrente $\frac{i_2}{i_1}$	media	< 1	grande	media
5) Amplificazione di tensione $\frac{v_2}{v_1}$	media	grande	< 1	media
6) Amplificazione di potenza	grande	media	piccola	grande
7) Frequenza di taglio	piccola	grande	piccola	piccola

Note. — Per il parametro 2) vedi anche formule (4-4) (4-8) (4-9)
Per il parametro 3) vedi anche formule (4-3) (4-10) (4-11).
Per il parametro 5) vedi anche formule (4-1) (4-2) (4-5) (4-6) (4-7).
Per il parametro 7) vedi anche formula (4-8).

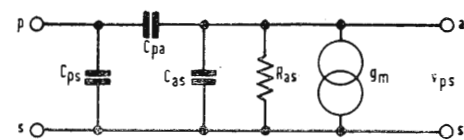



Fig. 3-7

tronici valgono per i transistori ad effetto di campo a porta isolata a canale N per rarefazione e per i transistori ad effetto di campo a porta non isolata a canale N [figure 3-5 *a* 1) e *a* 2)]; con tensione di alimentazione invertita valgono per i transistori ad effetto di campo a porta isolata a canale P per rarefazione [figure 3-4 *a* 1) e *a* 2)]. I sistemi di polarizzazione già usati per i transistori bipolari a giunzione PNP valgono per i transistori a effetto di campo a porta isolata a canale P per accrescimento [figura 3-4 *b* 1)]; quelli usati per i transistori bipolari a giunzione NPN valgono per i transistori ad effetto di campo a porta isolata a canale N per accrescimento.

3.6. - Le varie inserzioni

Il transistore ad effetto di campo può essere inserito in un circuito, con particolare riferimento ai segnali alternati di entrata e di uscita, nei quattro modi già usati per il transistore bipolare a giunzione, purchè si sostituisca la sorgente all'emettitore, la porta alla base, e l'assorbitore al collettore. Avremo quindi le inserzioni con *sorgente comune*, con *porta comune*, con *assorbitore comune*, *bootstrap* (vedi anche paragrafo 4.2).

Le polarizzazioni dei circuiti e i sensi delle correnti variano secondo i vari tipi di transistori ad effetto di campo considerati.

Riportiamo nella tabella 3.6.1 un confronto fra alcuni parametri nelle varie inserzioni.

3.7. - Circuiti equivalenti

Un circuito equivalente che può servire a rappresentare un transistore ad effetto di campo nella inserzione con emettitore comune è quello indicato nella figura 3-6. Esso è un circuito equivalente a π con un generatore di corrente. C_{ps} è la capacità porta-sorgente, C_{pa} la capacità porta-assorbitore, C_{as} la capacità assorbitore sorgente, C_{cp} la capacità canale-porta, R_{ps} la resistenza porta-sorgente, R_{pa} la resistenza porta-assorbitore, R_{as} la resistenza assorbitore-sorgente, R_{cp} la resistenza assorbitore-porta, g_m la conduttanza mutua ($= Y_{21s}$ ammettenza mutua diretta) v_{ps} la tensione alternata porta-sorgente (di ingresso).

Un circuito equivalente semplificato, derivato da quello di figura 3-6, è quello indicato in figura 3-7.

Giancarlo Della Favera

Radioconvettore VHF per la banda da 77 a 101 MHz

È MOLTO tempo che non vedo collaborazioni dei lettori sulla nostra Rivista. Vale a dire la pubblicazione di qualcosa che possa interessare non solo il tecnico più esperto, ma anche l'appassionato meno addentro nel ramo dell'elettronica.

Con l'avvento dei transistor e con la reperibilità di materiali miniaturizzati, che talvolta sono dei veri capolavori di tecnica, oggi ci si può sbizzarrire in realizzazioni di circuiti semplici o complessi, che non solo hanno il pregio di non intaccare eccessivamente il portamonete, ma offrono anche una certa garanzia di funzionamento.

E non basta: ci si trova con tensioni in gioco di pochi volt, tutt'altro che pericolose per l'operatore (seppure letali, una volta non correttamente inserite, per i poveri transistor), non occorre lavorar d'officina per massicci telai, niente trasformatoroni da qualche chilogrammo, e... mani sempre pulite!

Chiedo venia del preambolo, che del resto ci voleva, e vengo subito alla descrizione di questo semplice apparecchietto adatto alla ricezione delle stazioni a MF. Inoltre, nella gamma più bassa, si possono ascoltare emissioni della Polstrada, stazioni Meteo, aerei in fase di decollo o di atterraggio, ecc.

La gamma coperta è infatti da 77 a 101 MHz.

La realizzazione di questo apparecchio non richiede che una minima spesa, e un po' di pazienza per la taratura del circuito in superreazione. Il tutto compensato dalla soddisfazione di un sicuro funzionamento. Con un po' di attenzione nel seguire passo passo il montaggio, verranno evitati collegamenti lunghi, inversioni di polarità per gli elettrolitici, e, quel che più conta, i transistori verranno a trovarsi nella giusta inserzione, a tutto vantaggio della loro salute.

Diamo ora un'occhiata allo schema, che divideremo in due parti. I transistori usati, sono: un AF114, un SFT353, due SFT323.

La prima parte comprende il circuito VHF con il transistor AF114. Questa è la più delicata, e determina il corretto funzionamento del ricevitore. La seconda parte è costituita dall'amplificatore audio, che usa l'SFT353 preamplificatore, che a sua volta pilota lo stadio finale di due SFT323 in controfase.

Una batteria di 9 V assicura l'alimentazione per lungo tempo, essendo il consumo, a pieno volume, inferiore ai 15 mA. Dirò subito che la parte ad audiofrequenza può essere sostituita da qualsiasi amplificatore. L'ingresso è bene però sia induttivo, quantunque nulla vieti si possa usare l'accoppiamento a RC, a scapito però della resa.

Ho provato a sostituire il transistor AF114 con l'OC171, e non ho notato alcuna differenza. Solo sconsiglio di collegare a massa, (+) lo schermo del transistore, perchè, in entrambi i casi si ottiene un segnale rivelato meno robusto che non con lo schermo libero. Ho provato anche con l'OC170: rende altrettanto bene, però è necessario sostituire la resistenza R_1 di 470 kΩ con altra di 680 kΩ.

Per il resto nessun valore è critico, tanto che anche C_3 può avere una tolleranza del ± 25%. Può sembrar strano, perchè C_3 e C_1 determinano la frequenza di spegnimento. Comunque anche C_1 può variare fra 40 e 50 pF. Tutto funziona egregiamente lo stesso. Ho fatto queste prove, onde avere la certezza che il circuito sia, come dicono negli U.S.A., a prova di incompetente!

L'impedenza IAF ha un valore di 2-3 μH. Si può acquistare la Geloso 816 o la GBC O471. Avvolgendo però 60 spire, come ho fatto io, di filo da 0,25 smaltato, sul gambo di una punta da trapano, e poi sfilate, si ottiene l'impedenza occorrente. Nell'interno, a mo' di supporto, infilare una strisciolina di plastica, forare gli estremi e farvi passare i capofili. L'impedenza è bell'e pronta, e va saldata al centro di L_1, da una parte, e al primario di T_1 dall'altra. Ormai che abbiamo alla mano la punta da trapano da 6 mm, vediamo di costruire anche la bobina L_1, che andrà poi saldata direttamente al variabile CV_1. Avvolgere 8 spire di filo nudo, in rame argentato, da 0,8 mm, lasciando

uno spazio di 1 mm circa tra spira e spira.
Il variabile da me usato è un recupero, e precisamente il verniero montato sul *BFO* del ricevitore Ducati AR18, di buona memoria.

Vantaggiosamente può essere sostituito dal mod. O61 GBC, o meglio ancora dal Butterfly O70-2 sempre GBC. In quest'ultimo caso, il maggior ingombro è compensato dalle minime perdite.

Tutta la parte *AF*, transistor compreso, è sostenuta dal variabile. L'accoppiamento dell'antenna alla bobina è stato provato in due diversi modi:
Induttivo: 3 spire allargate di filo 0,8 ricoperto in plastica, avvolte esternamente ad L_1, con diametro di 10 mm. In questo caso C_2 è omesso.
Capacitivo: aereo collegato al lato caldo di L_1, attraverso la capacità C_2 che può variare da 10 a 15 pF. In entrambi i sistemi il funzionamento è risultato identico. Unica variazione è costituita dalla sintonia, che viene a modificarsi di volta in volta entro qualche kHz.

Variazione che può però esser corretta allargando o restringendo le spire di L_1.
Per la parte a bassa frequenza c'è poco da dire. I transistor sono montati in un circuito semplicissimo, economico, funzionante con bassa tensione di alimentazione. I 9 V della pila sono ridotti a 4,5 dalla resistenza R_2 di 50 Ω. Per ragioni di spazio, mi son cimentato nella tecnica del circuito stampato. Molto interessante e comodissima, nella sua semplicità. Le resistenze R_3 ed R_4 possono variare anche del 30%. Non cambia un gran che! Tutto il baracchino è stato montato sul coperchio di una scatola portasapone di plastica Mepol Service 120 × 75 × 55, di 2 mm di spessore, molto robusta. Il perno del variabile è isolato per mezzo di una manopola in *PVC*, assai elegante.

L'altoparlante è di recupero, ma qualsiasi riproduttore va bene, purchè con bobina mobile di impedenza compresa fra 2,5 e 3,5 Ω. Il volume sonoro è sufficientemente elevato, e il soffio di reazione è fastidioso solo in assenza di segnale. Una volta sintonizzata una stazione, sparisce completamente. L'antennino è a stilo, della lunghezza di 40 cm. Il funzionamento migliora collegando una presa di terra alla massa.

Con una antenna esterna a dipolo, è ovviamente necessario usare l'accoppiamento induttivo. Ho provato anche questo sistema, adottando un primario d'aereo di 4 spire, diametro 10 mm; infilato esternamente a L_1, e con presa al centro collegata a massa. La sensibilità è ottima, ma la selettività lascia un po' a desiderare. Del resto questo è un difetto dei circuiti in superreazione.

Del tutto trascurabile è il segnale irradiato in *AF*, tanto che non arriva a disturbare oltre i 10 metri di distanza.

Credo di aver chiarito tutto esaurientemente. Ben volentieri rimango a disposizione, attraverso la Direzione della Rivista, per coloro che desiderassero altre delucidazioni in merito. Se qualcuno desidera il prototipo, lo cedo volentieri, ma logicamente non posso accontentare che una sola persona! *A*

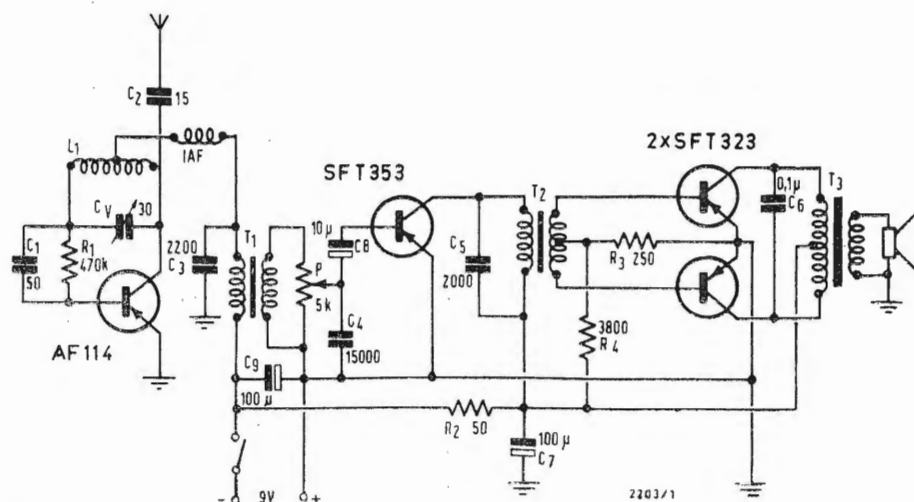
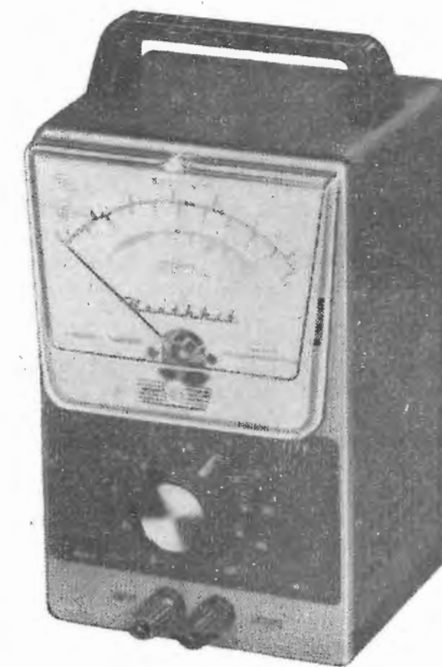



Fig. 1

Elenco del materiale:
C_1 = 50 pF, ceramico; C_2 = 15 pF, ceramico; C_3 = 2200 pF, ceramico; C_4 = 15000 pF, mica; C_5 = 2000 pF, mica; C_6 = 0,1 μF miniatura; C_7-C_9 = 100 μF, 12 V el.; C_8 = 10 μF, 6 V el.; CV = 30 pF, max. variabile; R_1 = 470 kΩ; R_3 = 50 Ω; R_3 = 250 Ω; R_4 = 3800 Ω; P = Potenz. 5 kΩ; L_1 = Vedi testo; T_1-T_2 = GBC H/338; T_3 = GBC H/339; Altoparlante 3 Ω; IAF = Vedi testo.

(a cura dell'ing. Franco Simonini)

per. ind. Adriano Covi

Voltmetro elettronico Heathkit mod. IM-21

1. - INTRODUZIONE

Il voltmetro a valvole mod. IM-21 presenta unitamente ad un circuito semplice e pratico, delle caratteristiche tali che lo rendono utile in un vastissimo campo di applicazioni, infatti questo modello è stato progettato per misurare tensioni alternate in una banda di frequenza da 10 Hz a 1 MHz, con portata da 10 millivolt a 300 volt.
Molto semplicemente sono realizzati i comandi che sono raccolti in unico commutatare che funge sia da interruttore di accensione che da commutatore di portata.
Lo strumento è poi tarato sia in volts che in decibel.
L'elevata impedenza di ingresso, ottenuta tramite un circuito cathode follower, lo rende adatto a misurare tensioni anche in circuiti molto sensibili, senza pericolo di caricare il circuito stesso.
Il voltmetro è normalmente usato per misurare tensioni alternate stabili, ma può anche essere usato come misuratore VU [1] per indicare variazioni di ampiezza di tensioni alternate come si trova in equipaggiamenti musicali.

2. - CARATTERISTICHE

Risposta in frequenza: ±1 db, da 10 Hz a 500 kHz su tutte le portate; ± 2dB, da 10 Hz a 1 MHz su tutte le portate. Campo di misura: 10 portate, tarate in volt e decibel. Volt: .01, .03, .1, .3, 1, 3, 10, 30, 100, 300 V fondo scala. Decibels: —40, —30, —20, —10, 0, +10, +20, +30, +40, +50 (0 dB corrispondono a 1 mV su 600 Ω). Impedenza di ingresso: 10 MΩ shuntate da 12 μμF su tutte le portate da .01 a 300 V; 10 MΩ shuntate da 22 μμF su tutte le portate da .01 a 3 V. Alimentazione: 105-125 V, 50-60 Hz, 10 W. Precisione: 5% a fondo scala.

3. - DESCRIZIONE DEL CIRCUITO ELETTRICO

Il circuito di ingresso di questo voltmetro a valvola è costituito da un divisore resistivo di rapporto 1 a 1000 costituito dalle resistenze R_1 e R_2.
Le capacità C_2 e C_3 poste in parallelo alle resistenze del partitore hanno lo scopo di eliminare l'effetto delle capacità verso massa dei collegamenti del circuito di ingresso. Per ottenere che il partitore dia una risposta lineare in tutto il campo di frequenza è necessario che le costanti di tempo $C_2 R_1$ e (C_3 + cap. dei fili) R_2 siano uguali.
Per le prime 5 portate dello strumento e precisamente da 0,01 a 3 V il segnale in ingresso viene applicato direttamente alla griglia del tubo V1A che costituisce il cathode follower di ingresso. Nelle altre tre portate, da 10 a 300 V, il segnale viene diviso, tramite il partitore, per 1000, in modo da portarlo a valori adatti ad un funzionamento lineare del circuito.
Le caratteristiche del cathode follower, altissima impedenza di ingresso e bassa impedenza di uscita, rendono questo circuito il più adatto ad essere utilizzato come circuito di ingresso. Parte della tensione anodica di alimentazione del cathode follower viene riportata, tramite la resistenza R_5 e attraverso il partitore, alla griglia allo scopo di ridurre la polarizzazione negativa provocata dalla resistenza catodica R_7, che altrimenti sarebbe troppo elevata.
Il segnale viene prelevato dal catodo tramite un gruppo *CR* del quale la parte resistiva *R* è costituita dalla serie delle resistenze $R_8 \div R_{13}$ le cui prese intermedie sono selezionabili tramite il commutatore di portata in modo tale che, all'aumentare del segnale in ingresso, viene, tramite il suddetto partitore, prelevata solo una frazione del segnale; questo allo scopo di mantenere costante il livello della tensione in ingresso al gruppo amplificatore, al variare del segnale che si misura.
Il gruppo amplificatore è costituito dai due tubi V1B e V_2 collegati a normale amplificatore *RC*.
Il primo tubo è privo di condensatore catodico e realizza in tal modo una reazione negativa di corrente. Il gruppo costituito dal condensatore C_9 e la resistenza R_{19} ha lo scopo di ridurre l'effetto della reazione negativa alle alte frequenze.
Il secondo stadio è invece un normalissimo amplificatore *RC*.
All'uscita di questo è collegato il circuito di misura costituito da un ponte di diodi e dallo strumento da 200 μA.
Il condensatore C_{16} posto in parallelo allo strumento ha lo scopo di by-passare le brusche variazioni di corrente che potrebbero danneggiare lo strumento stesso.
In serie al ponte di diodi è posta la re-

---

[1] Il VU è un livello standard di misura usato nel campo delle radiotrasmissioni e della incisione di dischi.

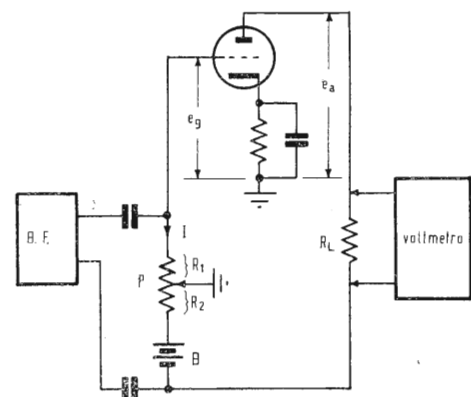



Fig. 3 - *Misura del μ.*
Si applicano le due tensioni alternate in opposizione di forze presenti su R_1 e R_2 in griglia e sul circuito anodico, regolando queste finchè il voltmetro darà indicazione 0, si avrà allora:

$$\mu = \frac{C_a}{C_g} \quad \mu = \frac{R_2}{R_1} \quad \text{in quanto} \quad \begin{matrix} C_g = R_1 I \\ C_a = R_2 I \end{matrix}$$

sistenza R_{27}, e la tensione di uscita che si localizza ai capi di questa viene riportata al primo tubo realizzando una ulteriore reazione negativa di tensione. La reazione negativa totale del gruppo amplificatore ammonta a 19 dB.
Lo scopo di questa reazione è di assicurare alta stabilità e guadagno costante del gruppo amplificatore in tutto il campo di frequenze per cui è previsto il funzionamento del voltmetro.
Per calibrare lo strumento è previsto un controllo di calibrazione (vedi fig. 2) costituito dal potenziometro R_{18}; si può, tramite questo regolare la controreazione e di conseguenza regolare la corrente circolante nello strumento.
L'alimentatore è costituito da un semplice raddrizzatore a semionda che fornisce una tensione di 140 V sul condensatore elettrolitico C_{17}.
L'alimentazione ai tubi è fornita tramite circuiti di disaccoppiamento costituiti per il tubo V2 da R_{22} e C_{11}, per il tubo V1B da R_{21} e C_{10} e per il tubo V1A da R_6 e C_5. Questi circuiti presentano anche la caratteristica di migliorare alle basse frequenze la risposta del gruppo amplificatore.
Un altro avvolgimento del trasformatore di alimentazione fornisce la tensione di 5,5 V per l'accensione dei filamenti e della lampada spia, per minimizzare il rumore i filamenti sono simmetrizzati rispetto a terra tramite le due resistenze R_{28} e R_{29}.

4. - APPLICAZIONI

4.1. - Misura del coefficiente di amplificazione μ.

Un metodo abbastanza semplice per determinare il coefficiente di amplificazione di un tubo è quello di Miller.
La realizzazione di questa misura è di rapida esecuzione e abbastanza precisa purchè si rispettino determinate condizioni, e per realizzarla è sufficiente un voltmetro e un generatore BF.
Il circuito è quello indicato in fig. 3.
Il segnale fornito dal generatore BF è applicato al potenziometro P il cui cursore è collegato a terra.
In tal modo avremo due segnali in opposizione riferiti a terra.
Al tubo, normalmente polarizzato con resistenza e condensatore catodici, viene applicato in griglia il segnale prelevato dalla sezione R_1 del potenziometro.
All'alimentazione del tubo, che è assicurata dalla batteria B, viene sovrapposta la tensione alternata localizzata ai capi della sezione R_2 del potenziometro.
Il voltmetro è collegato ai capi della R_2 e misura quindi la tensione alternata che si trova ai capi della stessa.
Regolando ora tramite il potenziometro l'ampiezza delle tensioni applicate in griglia e sul circuito anodico, si posiziona il cursore in modo che il voltmetro dia indicazione nulla.
In questa posizione di equilibrio e a

Fig. 2

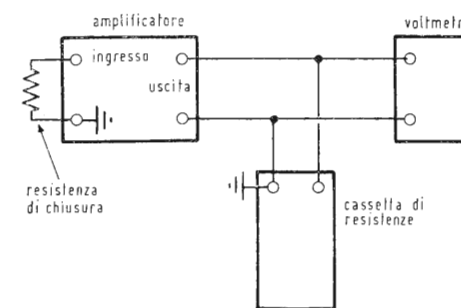



Fig. 4 - *Misura del rumore di fondo.*
Si chiuda l'ingresso sulla resistenza uguale a quella normale di lavoro dell'amplificatore.
L'uscita viene chiusa tramite una cassetta di resistenze su una resistenza pari a quella di carico. Il voltmetro viene collegato ai capi della resistenza di carico. Il valore indicato indica il rumore di fondo.

condizione che la corrente anodica sia trascurabile rispetto alla corrente I erogata dal generatore BF avremo:

$$C_g = R_1 I \qquad C_a = R_2 I$$

$$\mu = \frac{C_a}{C_g} = \frac{R_2}{R_1}.$$

Disponendo di una scatola di resistenze, si può molto facilmente determinare il rapporto $\frac{R_2}{R_1}$; infatti fissata R_1 (ad esempio 10 Ω) con una resistenza fissa, e utilizzando la scatola di resistenza per R_2 è sufficiente dividere per 10 il valore indicato dalla stessa per ottenere il valore di μ.

4.2. - Misura del rumore di fondo.

Una misura interessante e d'altra parte molto semplice è la misura del rumore di fondo.
Prenderemo qui in considerazione il caso di un amplificatore di BF; come si vede dalla fig. 4 è necessario chiudere l'ingresso dell'amplificatore su di una impedenza pari a quella di lavoro.
Nel caso che l'amplificatore sia accoppiato ad un giradischi può essere un buon metodo collegare il pick-up lasciandolo inattivo.
Si deve poi simulare tramite una resistenza o meglio una scatola di resistenza l'impedenza di carico. Il rumore di fondo verrà misurato, tramite un voltmetro a valvola, ai capi della resistenza di carico.
La larghezza di banda di questi strumenti, come abbiamo visto da 10 Hz a 1 MHz, è un inconveniente in quanto è possibile che il voltmetro, usato in questo caso su alta sensibilità, capti con i collegamenti segnali spuri (ad esempio le emissioni radio in onde medie).
Si può rimediare a questo inconveniente usando per il collegamento del voltmetro del cavo schermato. Le indicazioni del voltmetro forniranno il valore del rumore di fondo.
Qualora il rumore di fondo sia superiore a quello previsto dalla casa costruttrice, per risalire al guasto che lo provoca conviene procedere come segue: si cortocircuiti verso massa la griglia dell'invertitore di fase isolando in tal modo lo stadio finale dal rimanente circuito; esaminati gli effetti che questo provoca sul rumore di fondo, si procede allo stesso modo, stadio per stadio fino a determinare il punto di origine del rumore stesso.
Si tenga conto che il rumore è intrinseco dei componenti stessi e quindi mai completamente eliminabile, comunque esso può essere aumentato anche da cause estranee e che possono almeno in linea teorica essere eliminate:
— un imperfetto livellamento della tensione anodica può essere causa di rumore;
— se i filamenti sono alimentati con corrente alternata il campo elettromagnetico prodotto da questa può influenzare la corrente elettronica tra catodo e anodo;
— la presenza di trasformatori o fili percorsi da corrente alternata può introdurre delle componenti alternate nei vari stadi dell'amplificatore.

4.3. - Controllo dell'amplificazione.

Per la misura dell'amplificazione è necessario inviare all'ingresso dell'amplificatore un segnale di ampiezza tarata, e chiudere su una resistenza di carico l'uscita dell'amplificatore.
L'amplificazione sarà evidentemente ottenuta dal rapporto tra il segnale in uscita, misurato sulla resistenza di carico, e il segnale in ingresso.
È conveniente che il segnale applicato all'amplificatore sia ad una frequenza di centro banda e che l'ampiezza non sia superiore a metà dell'ampiezza massima prevista per l'amplificatore. Qualora si desideri misurare il guadagno stadio per stadio procedere come segue.
Si cortocircuita verso massa la griglia dello stadio precedente a quello su cui si esegue la misura (questo al fine di evitare che il rumore di fondo falsi la stessa), si alimenta quindi la griglia tramite un generatore con un livello di tensione opportuno; anche in questo caso il guadagno si ottiene eseguendo il rapporto tra la tensione di uscita e quella di ingresso misurata con voltmetro.
Un'ulteriore applicazione del millivoltmetro la si ha quando si controlla la linearità di comportamento e la capacità a reggere il sovraccarico dell'amplificatore di bassa frequenza.
Riportiamo qui un esempio di curva di linearità ottenuta riportando in ordinate i volt uscita ed in ascissa i mV (letti con lo strumento) applicati all'ingresso dell'amplificatore.
La curva (fig. 5) qui tracciata permette di vedere con sicurezza se l'amplificatore regge bene il sovraccarico. Da 0 fino a 1,5 V nell'esempio in figura, nel campo di normale erogazione di potenza di uscita, infatti, se per segnali più forti, l'uscita si attenua progressivamente e con dolcezza questo è segno evidente che l'amplificatore regge bene il sovraccarico. Abbiamo invece tracciato in tratteggio l'andamento che avrebbe la curva nel caso che l'amplificatore reggesse male il sovraccarico.
La diversità di comportamento è evidente. Nel secondo caso quindi la distorsione passerà bruscamente a valori elevati anche per piccoli sovraccarichi impedendo praticamente la comprensione del parlato e disturbando seriamente la riproduzione musicale.
Gli esempi di misure eseguite con il voltmetro che abbiamo riportato sono evidentemente solo indicative, infatti le applicazioni di questo strumento sono numerosissime, in ogni modo questo appare indispensabile quando si lavori con tensioni alternate di elevata frequenza, o su circuiti sensibili o comunque su elevata impedenza. A

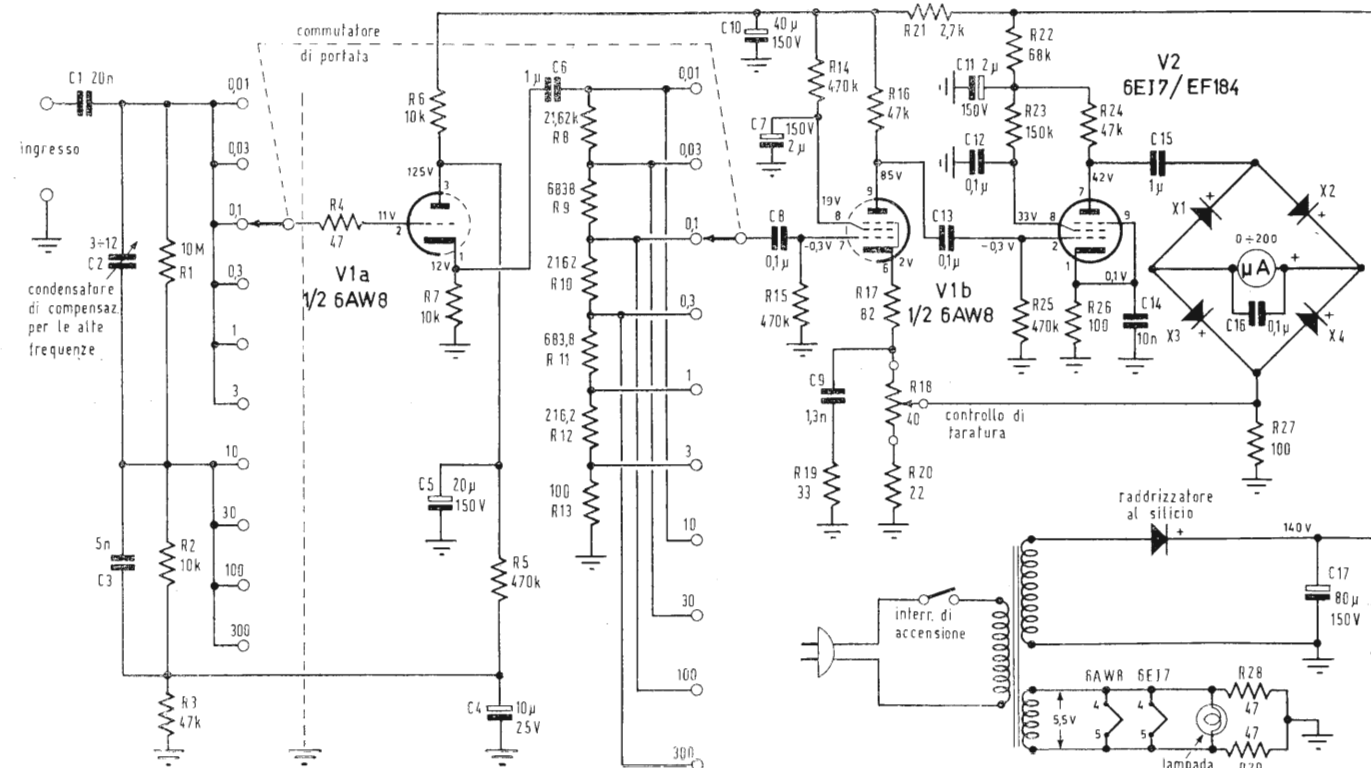
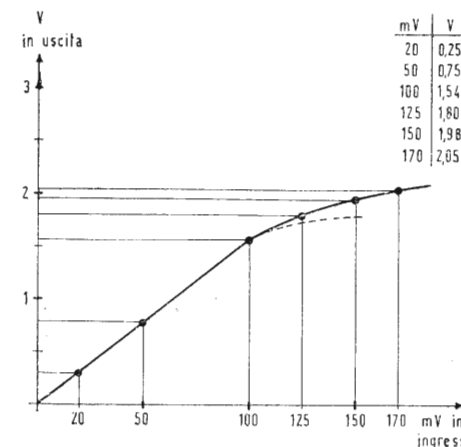



Fig. 5 - *Misura di sovraccarico.*

per. ind. Renato Magnani

Generatore RF 150 kHz - 110 MHz AM - FM UNA, mod. EP 110

Fig. 1 - Foto dello strumento.

1. - GENERALITÀ

La costruzione, ormai normale, di radioricevitori abbinati a modulazione di ampiezza e di frequenza ha reso desiderabile il poter disporre di uno strumento generatore a radiofrequenza, pure abbinato, con modulazione del segnale a MF ed MA, in grado di poter provare completamente questi ricevitori.

In considerazione di questo fatto ci è parso interessante illustrare il generatore di segnali AM-FM mod. EP110 della UNA che risponde appunto a questo requisito.

Questo generatore copre infatti in 8 gamme, dai 150 kHz ai 110 MHz, l'intera banda di trasmissione, in MA ed in MF, delle normali radiodiffusioni civili.

Per questa sua caratteristica tecnica, ed anche per il suo costo accessibile, il generatore EP110 interesserà, in modo particolare tutti i tecnici radioriparatori.

Inoltre la sua notevole semplicità circuitale e la facilità di impiego lo rendono, a nostro avviso, uno strumento particolarmente adatto per scopi didattici.

Abbiamo scelto questo strumento quale particolarmente interessante anche per l'utilizzazione dei diodi varicap nel modulatore di frequenza, particolarità questa che permette appunto la semplicità circuitale del generatore.

2. - DATI TECNICI

Campo di frequenza: 1ª gamma 150 ÷ 400 kHz; 2ª) 400 ÷ 1200 kHz; 3ª) 1200 ÷ 3800 kHz; 4ª) 3,8 ÷ 13 MHz; 5ª) 13 ÷ 40 MHz; 6ª) 6 ÷ 7 MHz; 7ª) 10 ÷ 12 MHz 8ª) 87 ÷ 110 MHz.

Sviluppo medio di scala: 200 mm.

Precisione: ± 1%.

Tensione di uscita: (su un carico di 75 Ω) maggiore di 25 mV.

Impedenza d'uscita: 75 Ω, ± 10%. Attenuatori: a variazione continua.

Modulazione di ampiezza: (gamme 1ª ÷ ÷ 5ª) frequenza di modulazione 400 Hz ± 5% con profondità di modulazione fissa al 30%, ± 10%.

Modulazione di frequenza: (gamme 6ª ÷ ÷ 8ª) frequenze di modulazione 50 e 400 Hz. Escursione massima regolabile: 1 MHz per 50 Hz e 400 kHz per 400 Hz. Precisione ± 20%.

Tensione per la deflessione orizzontale dell'oscilloscopio: 2 Vpp regolabile in fase di 180°.

Uscita BF: a 400 Hz. Impedenza: 75 Ω. Tensione 100 mV regolabili con continuità.

Alimentazione: universale, 20 VA.

Peso: circa 8 kg.

3. - PRESENTAZIONE E COMANDI

Il generatore è racchiuso completamente in una speciale scatola metallica e così pure entrambi gli oscillatori interni a radiofrequenza al fine di contenere, con una efficace azione di schermo, ogni eventuale irradiazione diretta di segnali a RF.

Ai bordi è rifinito ed irrobustito con una cornice in alluminio; il pannello frontale di comando è esso pure in alluminio con diciture litografate.

La scala di lettura è chiara ed ampia con uno sviluppo medio di 200 mm ed è tracciata direttamente in kHz ed MHz corrispondentemente alle varie gamme.

Una manopola con demoltiplica permette di variare in modo continuo la frequenza del segnale di uscita.

Vi è inoltre:

1) Un commutatore di gamma a nove posizioni da predisporre sulla gamma di frequenza prescelta.

Nella prima posizione, contrassegnata « BF », è disponibile alle boccole di uscita il solo segnale a 400 Hz dell'oscillatore di BF interno,

Le gamme 1ª ÷ 5ª, cui corrispondono sulla scala di lettura le indicazioni tracciate in nero, riguardano la modulazione di ampiezza mentre le gamme 6ª ÷ 8ª tracciate in rosso, sono per la modulazione di frequenza.

2) Commutatore di funzioni a 3 posizioni per la esclusione della modulazione e la scelta della frequenza (50 o 400 Hz) della stessa.

3) Potenziometro per la regolazione della deviazione di frequenza.

4) Attenuatore del segnale di uscita, di tipo resistivo a impedenza costante.

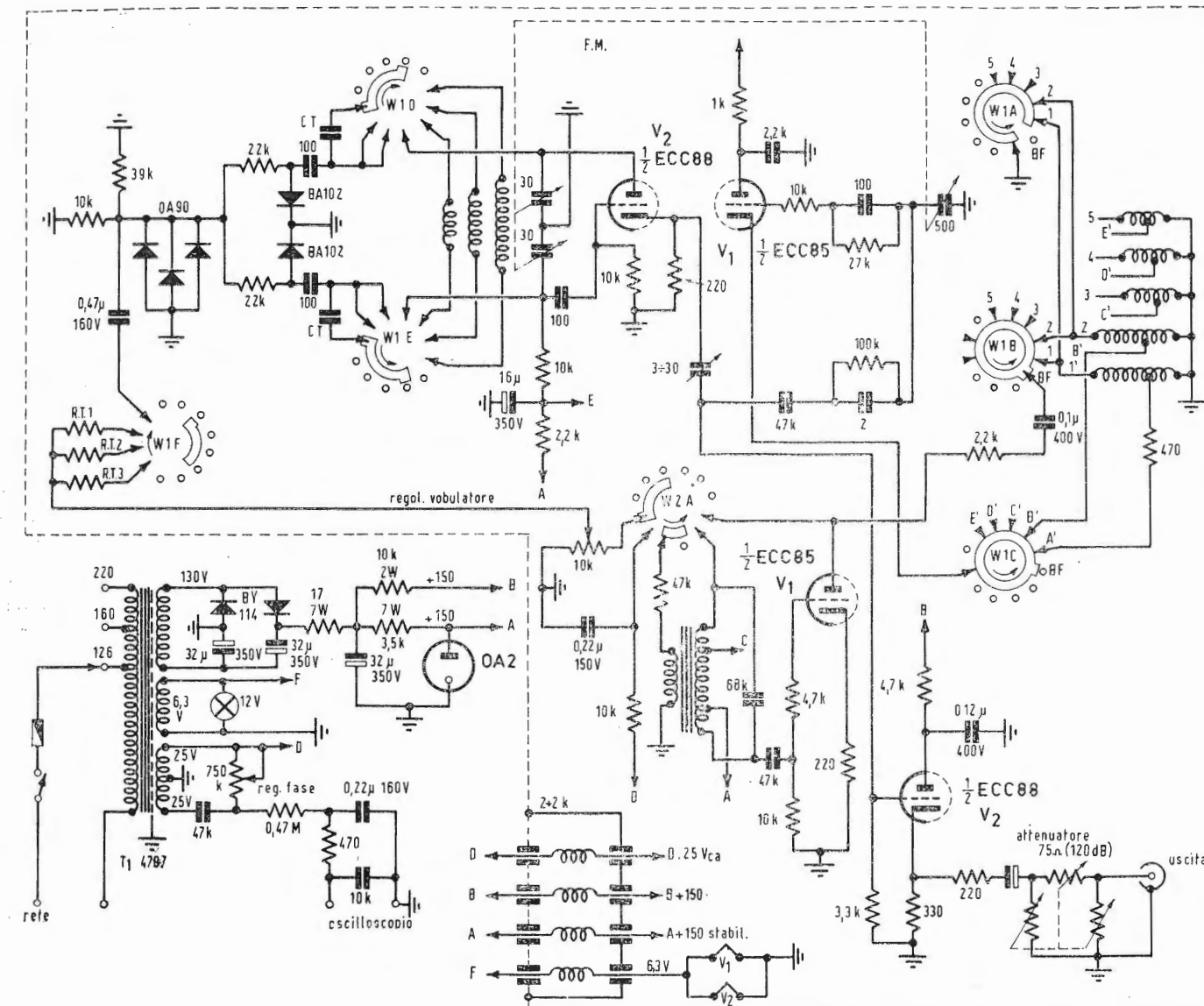



Fig. 2 - Schema elettrico dell'apparato.

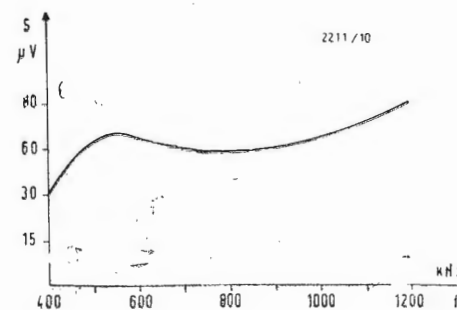



Fig. 3 - Esempio di curva esprimente la sensibilità di un radioricevitore al variare della frequenza del segnale in ingresso. L'ottimo di curva di sensibilità si ha quando essa è praticamente lineare su tutta la gamma di ricezione. Questa linearità dipende, in pratica, dall'allineamento dei circuiti R.F. e dalla costanza della tensione d'uscita dell'oscillatore locale. Sono tuttavia tollerati scostamenti di linearità entro un campo di ± 2 dB.

5) Potenziometro per la regolazione della fase del segnale a 50 Hz per la deviazione orizzontale dell'oscilloscopio.

L'uscita del segnale RF è realizzata con un bocchettone coassiale mentre il segnale per la deviazione orizzontale è presente su due normali boccole.

4. - DESCRIZIONE SCHEMA ELETTRICO

Il generatore EP110 è costituito da un oscillatore di BF per la modulazione del segnale, da due oscillatori a RF che vengono utilizzati rispettivamente per la modulazione di ampiezza e di frequenza, di uno stadio separatore con uscita catodica e di un alimentatore generale stabilizzato.

L'alimentatore è realizzato con un particolare circuito raddrizzatore ad onda intera costituito da due diodi BY114 e da 2 condensatori elettrolitici da 32 μF. Si noti che il prelievo dalla tensione continua di alimentazione avviene ai capi del circuito serie costituito dai 2 condensatori elettrolitici.

La tensione anodica per i circuiti oscillatori viene poi stabilizzata per mezzo di un diodo a gas OA2, mentre la tensione anodica per lo stadio separatore viene prelevata direttamente al circuito di filtro.

Tramite un circuito sfasatore RC viene poi prelevata una tensione a 50 Hz, regolabile come fase, per la deviazione orizzontale dell'oscilloscopio.

Il circuito oscillatore di BF è realizzato con una delle sezioni del doppio triodo ECC85 ed è del tipo ad accoppiamento trasformatorico. Questo circuito permette una buona stabilità e forma d'onda del segnale a 400 Hz.

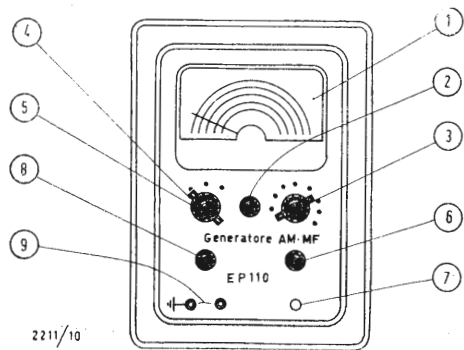



Fig. 4 - Rappresentazione dei comandi dello strumento: 1) Scala (5 in nero per AM + 3 in rosso per FM); 2) Manopola di demoltiplica di frequenza; 3) Commutatore di banda con posizione BF per l'uscita dai 400 Hz; 4) Commutatore per la scelta della modulazione; 5) Regolazione del Δf in FM; 6) Attenuatore d'uscita; 7) Bocchettone d'uscita a 75 Ω; 8) Comando di fase. 9) Boccale « Oscilloscopio » con i 50 Hz per la scansione orizzontale.

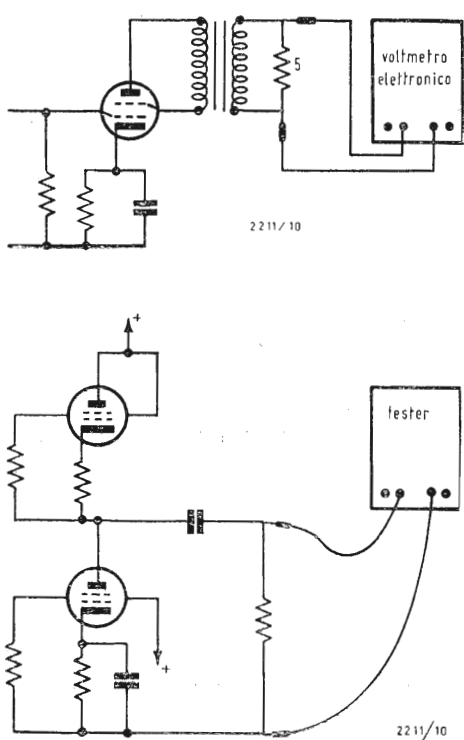



Fig. 5-6 - Modalità del collegamento di un voltmetro in c.a. per il controllo della tensione d'uscita; in fig. 5 per uno stadio con trasformatore d'uscita convenzionale; in fig. 6 per l'uscita in controfase ad alta impedenza (sistema Philips).

L'oscillatore modulato in ampiezza utilizza una sezione del doppio triodo ECC85, con cui viene realizzato un circuito oscillante di tipo Hartley.

La commutazione delle gamme di funzionamento viene effettuata tramite la selezione di cinque diverse bobine di accordo. Il comando del condensatore variabile da 500 pF determina la variazione di sintonia dell'oscillatore.

Tramite una presa sul trasformatore dell'oscillatore BF si preleva una tensione a 400 Hz che viene inviata sul circuito anodico dal tubo oscillatore a RF per la modulazione di placca.

La tensione modulante è tale da determinare una profondità di modulazione del 30%.

L'oscillatore modulato in frequenza utilizza una sezione del tubo ECC88 e viene realizzato con un circuito oscillatore di Colpitts.

Il campo di frequenza coperto è suddiviso in 3 gamme, con sintonia variabile per mezzo di un condensatore d'accordo da 30+30 pF. La frequenza del segnale modulante può essere scelta, tramite commutatore, tra i 50 Hz di rete e i 400 Hz dell'oscillatore BF.

L'ampiezza del segnale modulante, e quindi l'escursione di frequenza, viene regolata tramite un potenziometro da 10 kΩ.

È da notare la semplicità circuitale dell'oscillatore modulato in frequenza dovuta all'uso, anzichè del normale tubo a reattanza o delle bobine a permeabilità variabile, dei moderni diodi « varicap ».

Due diodi « varicap » BA102 sono infatti accoppiati, tramite due condensatori da 100 pF, in parallelo al circuito risonante dell'oscillatore.

La tensione base di polarizzazione per i varicap viene prelevata dall'alimentatore tramite un partitore.

Il segnale modulante viene raddrizzato dai diodi OA90 e applicato ai varicap variandone così la polarizzazione e di conseguenza la capacità che, essendo in parallelo alla capacità del circuito risonante, determina la voluta escursione di frequenza.

I segnali RF degli oscillatori MA ed MF entrano in uno stadio amplificatore catodico che provvede all'adattamento di impedenza per l'attenuatore d'uscita. Questo è del tipo a « pi greco » resistivo con impedenza costante di 75 Ω.

Gli oscillatori RF sono entrambi completamente schermati al fine di evitare ogni irradiazione diretta di segnale.

5. - APPLICAZIONI PRATICHE DEL GENERATORE

Riportiamo qui di seguito alcune misure realizzabili con il generatore EP110.

5.1. - Misura della sensibilità di un radioricevitore MA.

Ricordiamo qui che per sensibilità si intende la capacità di un apparecchio radio a ricevere segnali deboli ed è limitata dal « rumore di fondo » dell'apparecchio.

La sensibilità è quindi espressa dal valore minimo del segnale RF in ingresso (in μV) in grado di determinare una potenza di uscita « standard » di 50 mW (per i comuni radioricevitori) con un rapporto potenza di uscita/potenza di disturbo uguale a 1000, pari a 30 dB.

Per l'esecuzione pratica della misura si collega ai morsetti del radioricevitore in esame il cavo di uscita del generatore EP110 che deve fornire in uscita il segnale a RF (nella banda delle onde medie) modulato al 30% a 400 Hz. Si accordi il radioricevitore sul segnale RF in ingresso.

Si noti che l'accordo dev'essere eseguito con la massima cura valendosi dell'indicatore di sintonia dell'apparecchio radio od, in mancanza di questo, misurando con un voltmetro elettronico la tensione del C.A.V. (Controllo Automatico di Guadagno).

Con i normali radioricevitori commerciali, tenendo il volume al massimo, difficilmente si riuscirà ad avere un rapporto potenza utile/potenza di disturbo almeno uguale a 1000.

In queste condizioni si dovrà allora diminuire il volume del radioricevitore *pd*, contemporaneamente, aumentare il livello del segnale RF d'ingresso, onde mantenere sempre in uscita la potenza di 50 mW, fino a quando, togliendo la modulazione si ottiene un rapporto potenza d'uscita/potenza di disturbo uguale a 1000. Il valore del segnale RF in ingresso, espresso in μV, indica ora il valore della sensibilità dell'apparecchio radio.

Il valore di sensibilità tende a variare al variare della frequenza del segnale d'ingresso e ciò può essere facilmente verificato provando a cambiare il valore della frequenza del segnale RF in ingresso e rilevando il nuovo valore di sensibilità.

Si noti che per ogni valore di frequenza si dovrà risintonizzare il radioricevitore e ripetere tutte le operazioni già descritte.

Riportando su un grafico i valori rilevati si avrà una curva del tipo della fig. 3 che esprime il variare della sensibilità al variare della frequenza del segnale di ingresso (con potenza d'uscita costante).

5.2. - Misura del guadagno di conversione.

Con la misura del guadagno di conversione di un radioricevitore supereterodina si viene praticamente a determinare l'efficienza dello stadio mescolatore.

Per la realizzazione pratica della misura si procede come segue:

Si collega, tramite il cavo d'uscita, il segnale RF modulato del generatore EP110 alla griglia di comando dal tubo mescolatore e se ne regola il livello fino ad avere in uscita una potenza facilmente misurabile (si noti che durante questa misura l'oscillatore locale del radioricevitore dev'essere funzionante).

Si regoli il generatore RF in modo da avere in uscita un segnale a radio frequenza modulato corrispondente alla frequenza intermedia del radioricevitore in esame (solitamente 467 kHz).

Si sposti ora il collegamento del cavo del generatore di segnali sulla griglia di comando dal primo tubo a frequenza intermedia e si regoli il livello del segnale fino ad avere in uscita la stessa potenza precedentemente rilevata.

Il rapporto tra il valore del segnale RF applicato nella seconda misura ed il valore del segnale precedentemente rilevato fornisce il guadagno di conversione del radioricevitore in prova.

5.3. - Taratura dinamica del discriminatore di un radioricevitore a modulazione di frequenza.

Per la realizzazione di questa misura sono necessari, oltre al generatore EP110, anche un voltmetro elettronico ed un oscilloscopio.

Si porta il generatore di segnali a lavorare sui 10,7 MHz ed il comando di modulazione sulla posizione 50 Hz; il comando di vobulazione va tenuto quasi al massimo.

Per il collegamento degli strumenti si

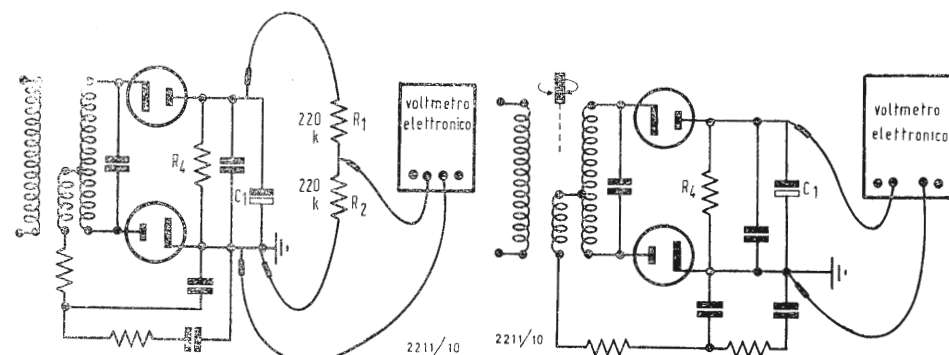



Fig. 7 - Taratura statica dei ricevitori FM. Inscrizione del voltmetro a valvola ad alta impedenza ai capi del discriminatore. Si utilizzano 2 resistenze da 220 K (R_1 — R_2) ai capi del condensatore elettrolitico. In tal modo è possibile effettuare la regolazione del centraggio del discriminatore ottenendo una eguale deviazione (per il centro banda di media frequenza) ai capi di ciascuna delle 2 resistenze.

Fig. 8 - Disposizione del voltmetro a valvola per il controllo della regolazione di massima sintonia per il massimo di sensibilità dai circuiti di alta frequenza del ricevitore MF. Si regola per il max. d'indicazione del voltmetro regolando l'uscita dal generatore per i — 3 V max. di portata dal voltmetro stesso.

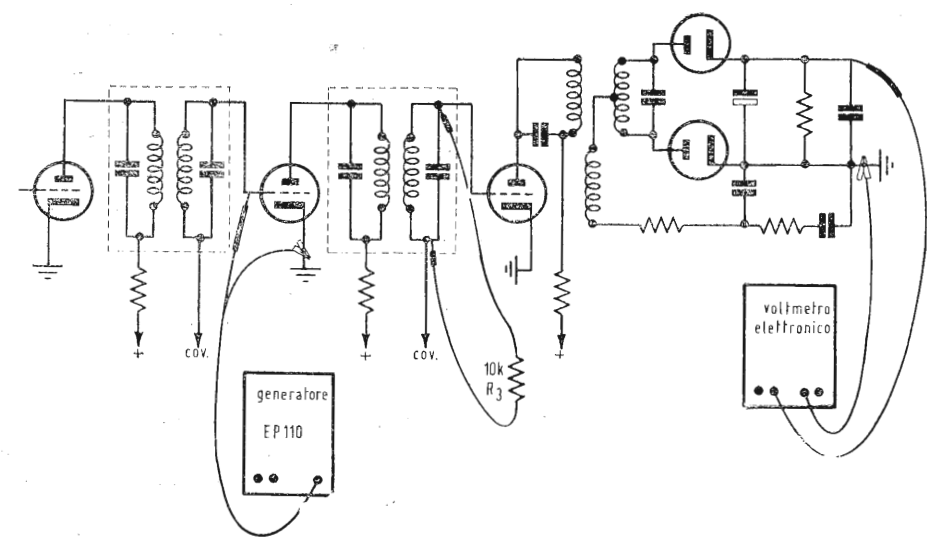



Fig. 9 - Disposizione del voltmetro a valvola per il controllo della sintonia degli stadi di media frequenza a FM. Si collega il generatore in ingresso come da figura; si regola il nucleo del primario caricando l'avvolgimento secondario in modo che non possa attrarre la sintonia. Successivamente, tolta la resistenza di smorzamento si regola il nucleo del secondario. Analogamente si procede per gli altri stadi precedenti.

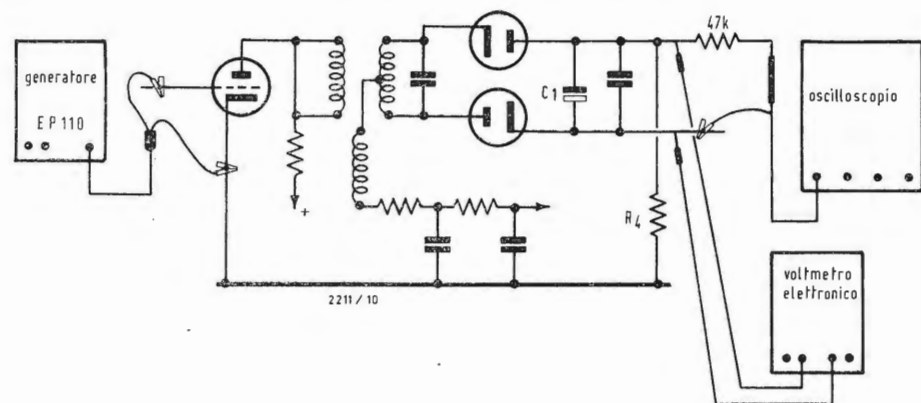



Fig. 10 - Taratura dinamica del discriminatore FM. Questa misura, descritta nel testo, permette di controllare la linearità del discriminatore e quindi la bassa distorsione nella riproduzione sonora.

veda la fig. 10 dove è riportato il circuito da realizzare per la taratura dello stadio discriminatore.

Il voltmetro elettronico è direttamente collegato alla resistenza R_4 del discriminatore mentre l'oscilloscopio è in serie ad una resistenza da 37 kΩ per il disaccoppiamento dall'alta frequenza.

Si colleghi l'amplificatore orizzontale dell'oscilloscopio alle boccole « Oscilloscopio » del generatore onde ricevere il segnale di deviazione orizzontale. Collegando il generatore di segnali alla griglia di comando del tubo in esame si deve aver l'avvertenza di effettuare il collegamento di massa, quanto più vicino possibile, onde evitare deformazioni della curva di risposta; si scolleghi inoltre il condensatore elettrolitico del rivelatore a rapporto.

In queste condizioni si devono manovrare i comandi di taratura fino ad avere una curva di risposta di massimo livello e simmetrica con il picco massimo corrispondentemente ai 10,7 MHz.

Per tutte le misure sopra descritte, e come del resto con ogni circuito in alta frequenza, è della massima importanza la buona connessione della massa; è buona norma connettere ad una comune presa di tutte le apparecchiature in esame. Non si faccia mai uso di cavi non schermati e sia bbia sempre l'avvertenza di tenere i collegamenti quanto più corti possibile al fine di una buona attendibilità delle misure effettuate.

Ancora sorprese nella TV a colori

(segue da pag. 49)

è da tenere presente che la tecnologia di un televisore a colori è per circa l'80% indipendente dal sistema prescelto. Ciò dà la possibilità di procedere già con sicurezza ed attendibilità allo studio ed al progetto dei futuri televisori a colori.

Sotto quest'ultimo profilo sono già affiorate le preoccupazioni commerciali circa un eventuale riflesso dannoso sul mercato del televisore in bianco-nero. E' però da tener presente che tale temuto riflesso si è rivelato praticamente insussistente in America, ove mentre le vendite di televisori a colori stanno salendo alle stelle, quelle dei telvisori in bianco-nero non hanno accusato un calo sensibile.

Siamo tutti d'accordo che l'Italia non è l'America: ma da noi, proprio per l'altissimo prezzo iniziale del televisore a colori e per la convinzione che i primi apparecchi saranno suscettibili di miglioramenti e coi successivi sviluppi di produzione si potranno ridurre sensibilmente i prezzi, i neo-acquirenti di televisori si rivolgeranno ancora con fiducia al bianco-nero.

Le più recenti statistiche ci dicono che oggi in Italia vi è solamente un televisore ogni 10 abitanti, mentre in Inghilterra vi è un televisore ogni 3 abitanti; vi sono quindi ancora larghe possibilità di mercato per il televisore in bianco-nero.

La televisione a colori costituirà ancora per molti anni una curiosità piuttosto costosa e si affiancherà in seguito a quella in bianco-nero, senza però mai sostituirla, in modo analogo a quello che si è verificato nel campo fotografico.

A. Banfi

Piero Soati

Note di servizio del ricevitore di TV Europhon 23"

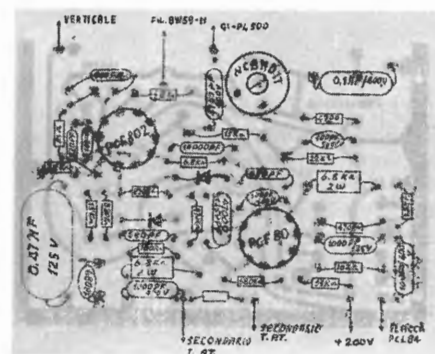



Fig. 2

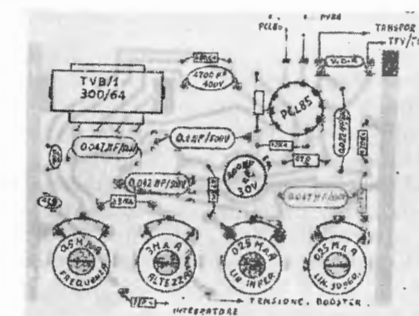



Fig. 3

1. - CARATTERISTICHE TECNICHE

Il ricevitore per televisione della EUROPHON da 23" ha le seguenti caratteristiche generali: Ricezione del 1° e 2° programma VHF-UHF commutabile a tasti; *dimensioni dello schermo*: 42×53 cm (cinescopio da 2" 110° visione diretta); *frequenza intermedia video*: 38,9 MHz (portante audio 33,4 MHz); *potenza di uscita in BF*: 3,5 W; *alimentazione*: 220 V ca/cc; *potenza assorbita*: 120 W circa; *ingresso d'antenna*: 300 Ω bilanciati; *dimensioni*: 66×45×22,5 cm; *peso*: 25 kg.

2. - VALVOLE E DIODI IMPIEGATI

V_1 = PC900, *amplificatrice radio frequenza neutrode*; V_2 = PCF801, *oscillatrice-mescolatrice*; V_3 = EF183, *prima amplificatrice media frequenza video*; V_4 = EF80 (EF183), *seconda amplificatrice media frequenza video*; V_5 = EF80, *terza amplificatrice media frequenza video*; V_6 = EF80 (EF184), *prima amplificatrice media frequenza suono*; V_7 = PCL86, *preamplificatrice e finale audio*; V_8 = PCL84, *finale video ed amplificatrice AGC*; V- = PCF80, *separatrice ed invertitrice di sincronismo*; V_1- = PCF802, *oscillatrice e tubo di reattanza di riga*; V_{11} = PCL85, *oscillatrice e finale verticale*; V_{12} = PL500, *finale di riga*; V_{13} = PY88, *damper*; V_{14} = DY87, *raddrizzatrice alta tensione*. D_1 = OA70, *rivelatore video*; D_2, D_3 = OA79, *discriminatore audio*; D_4 = OA211, *raddrizzatore al silicio*; D_5 = D_6 = OA81, *discriminatore di riga*. T_1 = AF139, *transistore amplificatore UHF*; T_2 = AF139, *transistore oscillatore e mescolatore UHF*.
C_1 = AW5911, *cinescopio da 23" protetto*.

3. - NOTE TECNICHE DI SERVIZIO

Lo schema elettrico è riportato nella rubrica *Archivio schemi*: in fig. 1 è riportato lo schema di cablaggio della piastra *MFV* e *MFA*, in fig. 2 la piastra dei sincronismi e circuito orizzontale ed in fig. 3 la piastra del verticale.

3.1. - Gruppo a radio frequenza e media frequenza video

Il sintonizzatore per l'UHF, adatto per ricevere le frequenze comprese fra 470 e 860 MHz, è composto da tre circuiti a cavità con linee risonanti ed a parziale iniezione dell'oscillatore locale. La sintonia viene effettuata con continuità su tutta la gamma. Nella ricezione UHF la valvola PCF901 funge quale preamplificatrice di media frequenza video. Il tasto di comando dell'UHF agisce direttamente sulla tensione anodica che alimenta il gruppo.

Il sintonizzatore VHF è costituito da un amplificatore neutrode e da un oscillatore del classico tipo Hartely: 8 posizioni del commutatore sono destinate ai canali italiani, altre quattro sono libere.

Fig. 1

Fig. 4

Fig. 5

Fig. 6

3.2. - Messa a punto del televisore

Il televisore esce perfettamente tarato dalla fabbrica e rare sono le occasioni per cui, nel tempo, occorre effettuare la taratura di taluni circuiti. Nel caso ciò si rendesse necessario diamo le principali istruzioni alle quali occorre attenersi per eseguire la messa a punto dei diversi circuiti.

3.3. - Taratura della media frequenza video

Strumenti richiesti.

a) *Oscillografo*; b) *Sonda con rivelatore*; c) *Attenuatore regolabile*; d) *Generatore marker-sweep*; e) *Voltmetro a valvola.*

Questa operazione, che è necessaria solo in qualche caso di sostituzione di valvole, generalmente è indispensabile eseguirla qualora si effettui la sostituzione delle bobine.

1°) Controllare le tensioni ai piedini delle valvole ed accertarsi, come abbiamo più volte precisato, che non esistano differenze, superiori od inferiori, al 10% del valore normale. Regolare il comando di contrasto per il massimo ed il comando dell'A.G.C. per il minimo. Applicare in parallelo a C_{74} una pila da 4,5 V.

2°) Portare il generatore marker-sweep sulla gamma compresa fra i 30-42 MHz collegandolo, tramite un condensatore in serie da 470 pF, al TP (test point) del gruppo VHF. Eliminare il funzionamento dell'oscillatore schiacciando il tasto UHF.

3°) Regolare l'attenuatore di alta frequenza in modo da avere un'uscita di 0,001 V RF.

a) Il nucleo della TMVF 4 va regolato, dalla parte inferiore, sulla frequenza di 36 MHz, in modo da ottenere la massima uscita.

b) Il nucleo della TMVF 3 si regolerà sulla frequenza di 34,8 MHz, sempre per la massima uscita.

c) Il nucleo della TMVF 2 va regolato sulla frequenza di 38 MHz, sempre per la massima uscita.

d) Il nucleo della TMFV 1 dovrà essere regolato dalla parte inferiore unitamente al nucleo della bobina del gruppo VHF in modo da simmetrizzare la curva.

Le trappole rispettivamente a: 31,9 MHz, 45 dB; 40,4 MHz, 45 dB; 33,4 MHz, 26 dB, si trovano nella parte superiore ed inferiore di TS_1 e TS_2 e sulla parte superiore di TMFV4.

La curva di risposta che bisogna ottenere all'oscilloscopio (il quale tramite una resistenza in serie da 10.000 Ω ed un condensatore verso massa da 1000pF dovrà essere collegato al *TP* sulla griglia della valvola V_8) è visibile in fig. 4.

3.4. - Amplificatore delle frequenze audio

Il segnale di media frequenza video è rivelato da un diodo a cristallo OA70 avente una piccola capacità interna, alta resistenza di carica e assenza di ronzio di rete di modo che, praticamente, non si ha alcuna distorsione del segnale video.

Il battimento intercarrier a 5,5 MHz viene inviato, tramite apposito circuito risonante accordato, alla griglia della V_8-EF80 che funge da prima amplificatrice e da limitatrice da dove passa al discriminatore dove i segnali vengono rilevati. Lo stadio è completato da un preamplificatore e da un amplificatore di potenza, costituito dalla PC286.

3.5. - Taratura dell'audio

Per effettuare la taratura del circuito audio si porterà il generatore Marker-sweep sulla frequenza di 5,5 MHz (± 500 kHz), collegando l'uscita a radio frequenza al TP91 (PCL84) *dove trovavasi già collegato l'oscilloscopio come abbiamo indicato nel paragrafo precedente.* L'oscillografo dovrà invece essere collegato all'uscita del discriminatore.

Si regolareranno i nuclei della NCD1 e della NL21 in modo da ottenere la nota « S » di Bessel, che riportiamo in fig. 5. Il segnale del generatore non dovrà mai superare, in uscita, di 50 mV.

3.6. - Amplificatore video e separatore di sincronismo

Attraverso BCV1, compensato in serie il segnale di bassa frequenza video, è applicato alla griglia della V_8 (che funge da amplificatrice video a RC con compensazione serie parallelo, con notevole amplificazione e elasticità al sovraccarico). Il segnale da tale valvola passa direttamente al catodo del cinescopio con accoppiamento a c.c.

Il filtro NCBV6 ha il compito di eliminare totalmente il segnale audio a 5,5 MHz dal catodo del cinescopio.

I segnali di sincronismo, che accompagnano il segnale video, sono inviati alla placca della V_{10}.

Fig. 7

Fig. 9

3.7. - Gruppo orizzontale

L'oscillatore di riga del tipo RC con bobina stabilizzatrice funziona su 15625 Hz con andamento sinusoidale (sezione pentodica della V_{10}-PCF802). In parallelo a questo circuito si trovano un triodo (parte variabile) ed un condensatore da 820 pF in polistirolo (parte fissa di raffronto) i quali costituiscono un circuito a reattanza variabile, il cui funzionamento avviene nel seguente modo: il segnale di sincronismo è confrontato con il segnale a 15626 Hz prelevato dal trasformatore di riga in un circuito a discriminazione di fase costituito dai due diodi BA100.

Questo discriminatore genera una tensione continua proporzionale alla differenza di fase esistente fra gli impulsi di sincronismo in arrivo ed il segnale a dente di sega, ricavato da quello usato per la deflessione.

Questa tensione viene applicata alla griglia del tubo di reattanza che, agendo come una resistenza variabile sul circuito oscillatore, corregge la frequenza riportandola in fase esatta a quella del sincronismo di riga.

3.8. - Circuito verticale

Una catena di integrazione fornisce il segnale di sincronismo di quadro, che stabilizza l'oscillatore del bloking di V_{11} (il circuito bloccato è stato preferito in considerazione della sua insensibilità ai disturbi). Questa oscillazione dopo una opportuna rettifica viene trasferita all'amplificatore di potenza e di qui, tramite il trasformatore adattatore di impedenza NCTV1 alle bobine di deflessione verticale.

Nel circuito di potenza sono inseriti i comandi di geometria adatti alla esatta regolazione della forma d'onda a dente di sega, necessaria per la deflessione. Questi comandi, in numero di 3 (altezza, linearità superiore e linearità inferiore sono accessibili dal retro del televisore e devono essere regolati durante la trasmissione del monoscopio.

3.9. - Bobine e trasformatori

TS1 = Trappola audio 40,3 MHz;
TS2 = Trappola audio 33,4 MHz;
TS3 = Trappola audio 31,9 MHz;
TS4 = Trappola audio 31,9 MHz;
TMFV1 = Filtro di banda;
RMFV2 = Prima media freq. video;
TMFV3 = Seconda media freq. video;
TMFV4 = Terza media freq. video;
NBCV1 = Bobina arresto AF;
NBCV2 = Bobina compensaz. video;
NBCV3 = Bobina compensaz. video;
NBCV4 = Bobina compensaz. video;
NBCV5 = Bobina compensaz. video;
NBCV6 = Trappola audio 5,5 MHz;
NL21 = Prima media frequenza audio;
NCD1 = Discriminatore audio;
BA1 = Bobina arresto AF;
BA2 = Bobina arresto AF;
T5019 = Trasformatore di riga;

Fig. 8

Fig. 10

TFV/T = Trasformatore di uscita vert.
TBV/1 = Trasformatore bloccato vert.
Z21/A = Impedenza di filtro;
TFS/T = Trasformatore di uscita audio
NCBHO/T = Bobina volano di riga;
NCLH = Bobina linearità.

3.10. - Comandi dell'apparecchio

I comandi per la geometria dell'immagine sono in numero di sette e consentono di effettuare la perfetta regolazione del monoscopio:
a) ampiezza verticale; *b*) linearità verticale superiore; *c*) linearità verticale superiore; *d*) ampiezza orizzontale; *e*) linearità orizzontale; *f*) magneti di correzione del coma (sul giogo); *g*) magnete di centraggio (sul giogo).
Tali comandi sono accessibili dalla parte posteriore e devono essere regolati esclusivamente dal tecnico.

3.11. - Regolatore semifisso della sensibilità

La posizione del regolatore semifisso della sensibilità deve essere regolato in relazione della posizione, rispetto al trasmettitore, della località di ricezione. I ritocchi di tale comando devono essere eseguiti dopo aver sintonizzato accuratamente il televisore e regolato il contrasto su un valore leggermente inferiore al massimo visibile. Si girerà successivamente, molto lentamente, il bottone della sensibilità verso destra in modo da far scomparire la granulosità dell'immagine (effetto neve) ed ottenere così un sufficiente contrasto.
Occorre tenere presente che un eccesso di segnale, al quale corrisponde un eccesso di contrasto può dar luogo, a causa di un fenomeno di saturazione, alla instabilità del sincronismo.
Nelle figg. 6 e 7 sono visibili le posizioni dei comandi fissi e semifissi del televisore.

A

dott. ing. Antonio Nicolich

Considerazioni sull'analisi dei suoni

(parte seconda)

ALLA FINE della parte prima di questo articolo si è iniziato lo studio dell'analisi dei suoni transitori con una introduzione teorica e un'applicazione del metodo d'analisi dell'oscillogramma dell'onda in esame, secondo lo Shankland. Proseguiamo ora passando in rassegna alcuni tipi di analizzatori per suoni transitori.

1. - L'ANALIZZATORE ETERODINA

Con una opportuna progettazione questo tipo di analizzatore, già introdotto nell'analisi dei suoni in regime permanente, può essere adattato all'analisi di suoni protraentisi per alcuni secondi. Ma spesso la velocità è ancora troppo bassa ed è auspicabile la possibilità che l'analizzatore copra l'intera gamma acustica, per es. in mezzo secondo.
L'analizzatore eterodina di O. Schuck, completa un'analisi in 1/10 di secondo entro tutto il campo di frequenze acustiche e presenta l'analisi in forma visiva. La velocità di analisi di 1/10 di secondo corrisponde all'incirca a quella con cui l'occhio può seguire le variazioni dei diagrammi. L'apparecchio di Schuck è schematizzato in fig. 8. Il principio di funzionamento è simile a quello dell'analizzatore eterodina descritto per l'analisi dei suoni costanti, ma ci sono due differenze: 1°) la frequenza portante è vobulata molte volte al secondo nel campo audio; ciò richiede un filtro speciale chiamato « selettore » in fig. 8; 2°) il grafico dell'ampiezza in funzione della frequenza viene riprodotto visivamente sopra uno schermo da uno specchio rotante in unione con un galvanometro oscillografico. Se il raddrizzatore è preceduto da un amplificatore logaritmico, l'ampiezza può essere quotata in dB anzichè in unità lineari. La particolarità di questo analizzatore è il selettore, al quale conviene dedicare qualche parola. La risposta in frequenza del comune filtro passa-banda si determina misurando la sua tensione di uscita per vari segnali costanti applicati all'entrata di diversa frequenza. La risposta del filtro quando il segnale d'ingresso è vobulato in frequenza è quasi uguale alla sua risposta in regime permanente, e la velocità di vobulazione è molto bassa. Le curve di risposta di fig. 9 si ottengono con alte velocità per un semplice filtro RLC. La curva *a* è la normale risposta statica del filtro. Le altre curve si riferiscono a diversi valori del parametro f_1/d^2, dove f_1 è la cadenza nel tempo di variazione della frequenza; $d = f_0/Q$ è l'intervallo di frequenze in cui la potenza trasmessa è maggiore della metà della potenza di punta, f_0 è la frequenza di risonanza del filtro, Q è il noto coefficiente di risonanza o cifra di merito del circuito risonante, f è la frequenza attuale del segnale uguale a $f_0 + \Delta f$.
Si vede che all'aumentare della velocità la frequenza alla quale si verifica la punta dell'ampiezza diviene più alta e l'ampiezza alla risonanza diminuisce. A frequenze alquanto più alte di vobulazione compaiono massimi secondari sul secondo ramo della curva. Le 4 curve di fig. 10 sono dovute al Barber; rappresentano fattori di correzione e una guida per il progetto di filtri con grado di libertà. La curva *a* dà la diminuzione dell'ampiezza di picco in funzione della velocità di vobulazione. La curva *b* fornisce il ritardo di frequenza come frazione della larghezza di banda nominale (condizione di regime permanente) e della larghezza di banda effettiva (condizione vobulante). In fig. *c* sono dati i rapporti della larghezza di banda effettiva a quella vera per diversi valori della velocità f_1 di vobulazione. Infine in *d* si vede che c'è una condizione ottima del filtro per tutte le velocità di vobulazione, per la quale il rapporto fra le larghezze di banda effettiva e nominale ha un valore minimo. Bisogna ricordare che sebbene si possano ammettere lo spostamento in frequenza e la diminuzione di ampiezza a scopo di taratura, la presenza dei massimi secondari maschera completamente la rivelazione delle componenti deboli in vicinanza di una componente forte.
Si deduce che, a motivo dei massimi secondari, non è ammissibile l'uso di un circuito oscillatorio con un solo grado di libertà, come il selettore in un analizzatore ad alta velocità. Per risolvere questi problemi conviene l'uso di un tipo di filtro come quello schematizzato in fig. 11; l'accoppiamento fra i circuiti è lasco. La larghezza della banda passante dipende dalla resistenza di ciascun circuito e dal grado di accoppiamento. Questo sistema di filtraggio acconsente una velocità di vobulazione,

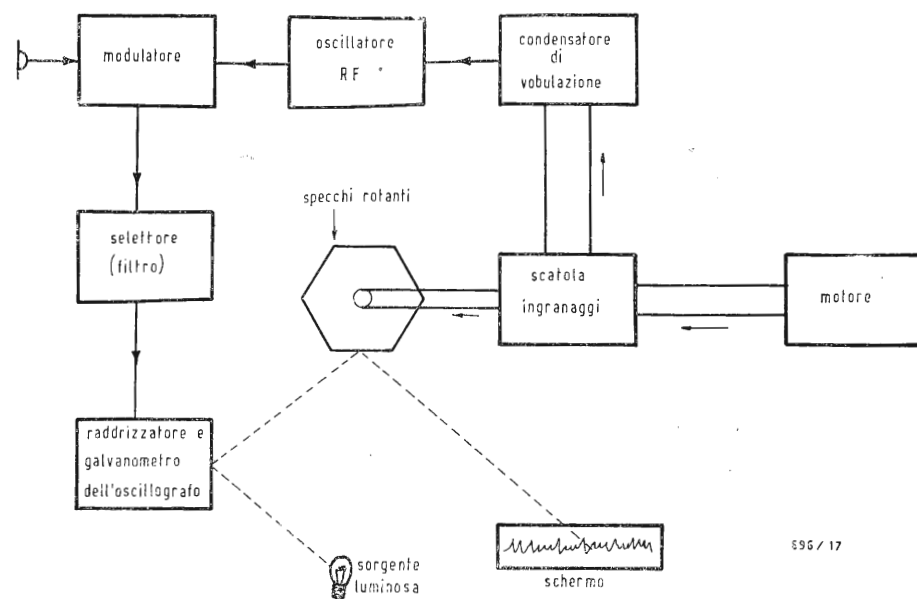



Fig. 8 - Schema a blocchi di un analizzatore tipo eterodina a vobulazione di frequenza.

grosso modo, otto volte maggiore di quella di un sistema ad un solo grado di libertà, prima di incappare nei massimi secondari. Si verificano uno spostamento di frequenza ed un ampliamento della curva di risonanza alle alte velocità di vobulazione, con questo filtro esattamente come accade col filtro semplice.

Gli strumenti musicali a fiato e quelli a corde ad arco generano toni, che possono essere conservati praticamente costanti per un tempo compreso fra 4 e 10 secondi.

L'analizzatore di Hall ha un ritmo di vobulazione dell'ordine di 2500 Hz; il suo apparato elettronico è tale da fornire una registrazione del livello di pressione sonora in dB in funzione di una variazione lineare di frequenza, su carta fotografica.

La fig. 12 è uno schema a blocchi di questo analizzatore. Il segnale da analizzare passa con la sua banda di frequenze, attraverso il microfono, un amplificatore lineare e al circuito supereterodina. L'uscita del modulatore viene applicata a un filtro, che fornisce un segnale a 20 kHz ad un voltmetro logaritmico da cui passa ad una coppia di placchette deviatrici del tubo a raggi catodici. Una macchina fotografica posta davanti all'oscilloscopio, registra il movimento del puntino luminoso (spot) che si sposta avanti e indietro sul tubo oscilloscopico, sopra una striscia di carta fotosensibile. Il filtro di Hall è di tipo a magnetostrizione, ma si possono usare anche tipi a cristallo o a T bilanciato. Il filtro magnetostrittivo è costituito da una barretta di nikel di lunghezza pari a mezza onda del moto di compressione nel materiale a 20 kHz, supportata nel suo punto di mezzo, e recante una bobina a ciascun estremo. Queste bobine sono schermate tra loro da una lamina di ottone. La tensione a 20 kHz applicata a una bobina mette in vibrazione la barretta, e questa vibrazione provoca una tensione nell'altra bobina. Si ottiene così un'attenuazione di oltre 600 dB fuori della banda passante, con l'uso di due filtri in cascata attraverso uno stadio separatore. Alle frequenze basse l'attenuazione è modesta, e in tale ragione occorre un comune filtro passa-alto per migliorare la caratteristica del filtro a magnetostrizione. La traccia viene registrata su carta fotosensibile di 35 mm; un'analisi completa da circa 0 a 10 kHz occupa la lunghezza di 50 cm circa. Contemporaneamente si fotografa una scala di frequenze proiettando l'immagine di una fenditura, che è interrotta da un otturatore connesso al motorino pilota sul davanti dello schermo dell'oscilloscopio. Un esempio di oscillogramma così ottenibile è indicato in fig. 13.

2. - ANALIZZATORE FREYSTEDT-DTMB

Questo analizzatore iniziato dal Freystedt è stato messo in forma definitiva dal David Taylor Model Basin (DTMB) e serve per misurare suoni di durata intorno a mezzo secondo. Esso esplora a scatti lo spettro audio 60 volte al secondo. Dicendo « a scatti » si vuol dire che si ottiene la risoluzione commutando successivamente una sequenza di filtri, ciascuno avente la larghezza di banda di un terzo di ottava, in circuito. Il suo schema a blocchi è dato in fig. 14. Il segnale è applicato contemporaneamente ad un complesso di 28 canali; 27 di questi canali contengono ciascuno un filtro di larghezza un terzo di ottava, un amplificatore e un raddrizzatore di segnali. Il 28° canale trasmette l'intero spettro di disturbi.

L'uscita raddrizzata di ciascuno dei 28 canali viene successivamente applicata, per mezzo di un commutatore elettronico, ad una linea comune, 60 volte al secondo (v. a in fig. 14). Nel commutatore ci sono 30 scatti, perciò ogni canale viene connesso per l'intervallo di 1/1800 di secondo. Due scatti supplementari sono necessari per la sincronizzazione. La linea comune di uscita alimenta un altro dispositivo detto « circuito di uscita », di qui i segnali arrivano alle placchette di deviazione verticale di un oscilloscopio T. Il commutatore elettronico serve anche per contare i gradini di un generatore di onda a scalini e a riportare il circuito alle condizioni iniziali, dopo che sono stati completati 30 scatti (v. g in fig. 14). La cadenza del commutatore è controllata da un generatore di impulsi principale.

Il segnale di deviazione per l'asse dei tempi dell'oscilloscopio consta di 30 successivi incrementi di tensione separati da intervalli di tensione costante (v. e in fig. 14). Questo segnale di esplorazione viene ricavato da un generatore di onde a gradini, che è controllato dall'oscillatore principale e dal commutatore elettronico. Un altro segnale, d, proveniente dal generatore di onde a scalini, viene combinato col segnale c a denti di sega sincronizzato alla frequenza della rete di alimentazione (60 Hz in America) e questa combinazione serve a controllare la frequenza dell'oscillatore principale a impulsi in modo che sia esattamente 30

volte quella di rete; si tratta dunque del c.a.f. del sistema ancorato alla frequenza di rete.

Il segnale fornito dal generatore principale di impulsi controlla anche il circuito di uscita e lo sincronizza coi circuiti di commutazione. Il circuito di uscita trasforma il diagramma a a 30 gradini proveniente dal commutatore elettronico in 30 impulsi ad andamento logaritmico indicati b in fig. 14. L'altezza di ciascun impulso di forma logaritmica è proporzionale all'ampiezza del segnale del canale corrispondente all'uscita del commutatore. La figura osservabile sullo schermo dell'oscilloscopio assume allora l'aspetto di un gruppo di 30 linee verticali o « termometri », che salgono e scendono al variare delle tensioni di uscita dei corrispondenti canali (v. fig. 15).

Questo apparecchio può essere perfezionato con l'aggiunta di un amplificatore logaritmico nel circuito di uscita, in modo da leggere in dB, in funzione della frequenza, lo spettro apparente sull'oscilloscopio.

3. - ANALIZZATORI-INTEGRATORI A BANDE CONTIGUE

Nell'analisi dei suoni transitori, come musica o parlato, è spesso utile determinare l'ampiezza o la potenza media in un intervallo di tempo relativamente lungo in funzione della frequenza. Per ottenere tali distribuzioni spettrali conviene suddividere lo spettro in un certo numero di bande contigue di frequenze e collegare gli integratori elettronici alle uscite. I dispositivi integranti possono essere provvisti di un elemento rivelatore lineare o quadratico, a seconda che si desidera l'ampiezza media o la potenza media.

Accenniamo qui sotto ai tre principali procedimenti impiegati per ottenere questi due tipi di integrazione.

Un primo metodo di integrazione fa uso del circuito di fig. 16. Il pentodo T_1 serve a controllare la corrente nel condensatore C. Per ridurre a zero la corrente, senza ricorrere all'interdizione di T_1 con una forte tensione negativa di griglia, si ricorre al pentodo T_2, che rappresenta una via per l'annullamento della corrente nel circuito del condensatore.

Quando il circuito è bilanciato e ben regolato con un opportuno valore della resistenza R nel circuito catodico di T_2, non passa corrente in C. Applicando un impulso positivo alla griglia di T_1, il circuito si squilibra e C si carica fortemente. La carica totale Q accumulata nel condensatore, e quindi la tensione V, sono proporzionali alla tensione media raddrizzata all'entrata per il periodo di tempo T, durante il quale il circuito è rimasto in funzione. La tensione V alle armature del condensatore può essere misurata connettendo un voltmetro elettronico ai suoi capi alla fine del tempo noto T.

La corrente attraverso C non può essere senz'altro direttamente proporzionale alla tensione alternata applicata alla griglia di T_1. È consigliabile far precedere all'entrata, una rete resistiva ed elementi non lineari, come raddrizzatori a ossido di rame, per correggere la caratteristica.

Un secondo sistema di integrazione è un'estensione del precedente dispositivo monocanale. Il segnale da analizzare è applicato a un gruppo di 30 filtri passa-banda connessi in parallelo attraverso adattatori resistivi isolanti. Ciascun filtro ha la larghezza di banda di 250 mel (v. Parte I). Le uscite dei 30 filtri ed il canale totale vengono trasmessi a un ugual numero di circuiti integratori, essenzialmente uguali a quello di fig. 16, salvo che T_1 è fatto funzionare sul tratto parabolico della sua caratteristica mutua. Ciò significa che la corrente anodica, che scorre è proporzionale alla tensione media quadratica presente all'entrata. Quando la tensione ai capi di C raggiunge un certo valore, un thyratron derivato su di esso diviene conduttivo, il condensatore si scarica rapidamente attraverso il thyratron, e la corrente eccita un relé, connesso alla leva di un orologio da tasca Ingersall e il numero totale delle conte è uguale alla tensione cumulativa media quadratica per quell'intervallo. La legge quadratica è verificata entro un campo di oltre 20 dB.

Un terzo analizzatore integratore serve per determinare le pressioni media ed efficace della parola ad intervalli di 15 secondi. Il suo dispositivo integratore è il flussometro di Grassot; inoltre sfrutta un dispositivo automatico temporizzatore, che effettua la funzione di dare la cadenza e ripristina il flussometro.

4. - ANALIZZATORE REGISTRATORE AD ANELLO

È un apparecchio che registra i suoni di breve durata e permette di analizzarli in un secondo tempo con comodità. Per es. si registra il rumore di veicoli, aerei, ecc. per pochi secondi, poi si riproducono più e più volte e si analizzano con le tecniche del regime permanente.

Il suono captato dal microfono viene registrato in funzione del tempo. Il mezzo registrante è uno stretto nastro avente un supporto base di celluloide ed uno strato di gelatina trasparente protetta da un rivestimento opaco. La testina di registrazione ha uno stilo a forma di cuneo guidato elettromagneti-

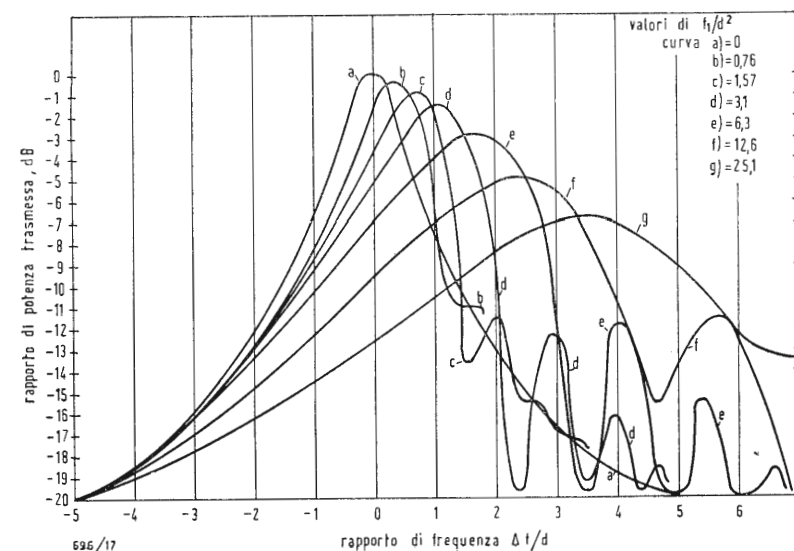



Fig. 9 - Trasmissione di potenza relativa per mezzo di un filtro semplice a RLC in funzione della velocità di vobulazione.

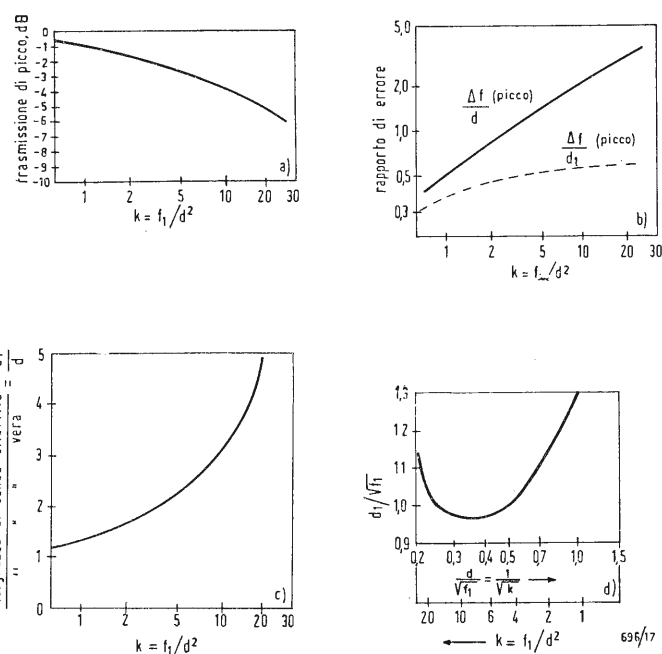



Fig. 10 - Curve per un filtro semplice RLC alimentato con una frequenza vobulata.
a) Potenza relativa trasmessa dal filtro al massimo nell'analisi continua; *b*) Ritardo di frequenza nella trasmissione del picco nell'analisi continua, considerata parte della larghezza di banda nominale *d* (linea continua) e parte della larghezza di banda effettiva d_1 (linea tratteggiata); *c*) Aumento della larghezza di banda effettiva con l'incremento della velocità nell'analisi continua, per un'assegnata larghezza di banda nominale; *d*) Relazione fra larghezza di banda effettiva d_1 e nominale *d* nell'analisi continua quando la velocità di variazione della frequenza f_1 è assegnata (secondo Barber).

camente. Quando si applica un segnale, lo stilo si muove in direzione perpendicolare al piano del nastro e taglia una pista sonora di larghezza variabile in corrispondenza della forma d'onda del segnale.

La riproduzione si fa coi normali metodi ottici. Le registrazioni effettuate sul posto vengono riprodotte in laboratorio e sono possibili due tipi di analisi: 1) il segnale riprodotto viene analizzato con un complesso di filtri passabanda, le tensioni di uscita dei quali vengono registrate in funzione del tempo, con un registratore di livello ad alta velocità. Ripetute riproduzioni con vari filtri passa-banda imposti ogni volta, rendono possibile ottenere un'analisi entro l'intero campo desiderato di frequenze; 2) il nastro viene tagliato e incollato su se stesso in modo da formare un anello o spira, che dura 1 o 2 secondi; il rumore da analizzare è quasi costante in tale intervallo di tempo.

L'anello viene poi fatto passare continuamente attraverso il riproduttore e l'uscita viene analizzata con un analizzatore eterodina avente 20 Hz di larghezza di banda. È perfettamente possibile che se, il nastro fosse accelerato, si potrebbero ottenere utili analisi di spettri di durata di una frazione di secondo. Un ulteriore pregio di questa tecnica è che le registrazioni possono essere conservate per successivi studi.

Si possono pure usare nastri magnetici o tipi di registrazione con comuni film ottici sonori. Non occorrono speciali precauzioni nella giunzione dei due estremi di un anello di un film 35 mm, perchè il transitorio così provocato non ha durata sufficiente per influenzare l'analisi, supposto che il tempo di riproduzione di un anello sia maggiore di un secondo o pressappoco.

5. - RETICOLO DI DIFFRAZIONE ACUSTICA

In sostituzione di un banco di filtri in parallelo, si può fare uso di un reticolo di diffrazione acustica. Il reticolo consta di una serie di barrette parallele equidistanti formanti un settore cilindrico circolare. La sorgente sonora è posta davanti alla griglia. Come nel caso di reticoli ottici, l'intensità di una onda riflessa dal reticolo è concentrata in uno stretto fascio dall'interferenza del suono da ogni elemento contribuente della griglia. Con un simile dispositivo, si può formare lo spettro del suono lungo un arco di cerchio la cui lunghezza è dell'ordine di 75 cm per il campo di frequenze da 0 a 10.000 Hz. Se si dispone lungo questo arco una serie di elementi sensibili acusticamente (cristalli piezoelettrici per esempio), si può usare un commutatore elettronico, con tante posizioni quanti sono gli elementi, per campionare le loro uscite. Uno schema a blocchi dell'analizzatore a reticolo di diffrazione è rappresentato in fig. 17 (Meyer e Thienhaus). Il segnale di entrata è combinato in un modulatore bilanciato con un segnale di 45 kHz di un oscillatore RF locale. Un filtro passa-alto elimina le componenti sotto 45 kHz e l'uscita amplificata è mandata ad un altoparlante a nastro *S* (v. fig. 18). Si usa un nastro di larghezza analoga alla lunghezza d'onda, e la cui lunghezza è alquanto maggiore di una lunghezza d'onda, in modo da irradiare onde cilindriche. Il nastro è

Fig. 11 - Schema circuitale di un filtro passa banda con caratteristiche transitorie migliorate. L'accoppiamento fra gli stadi è tenuto lasco (secondo Schuck).

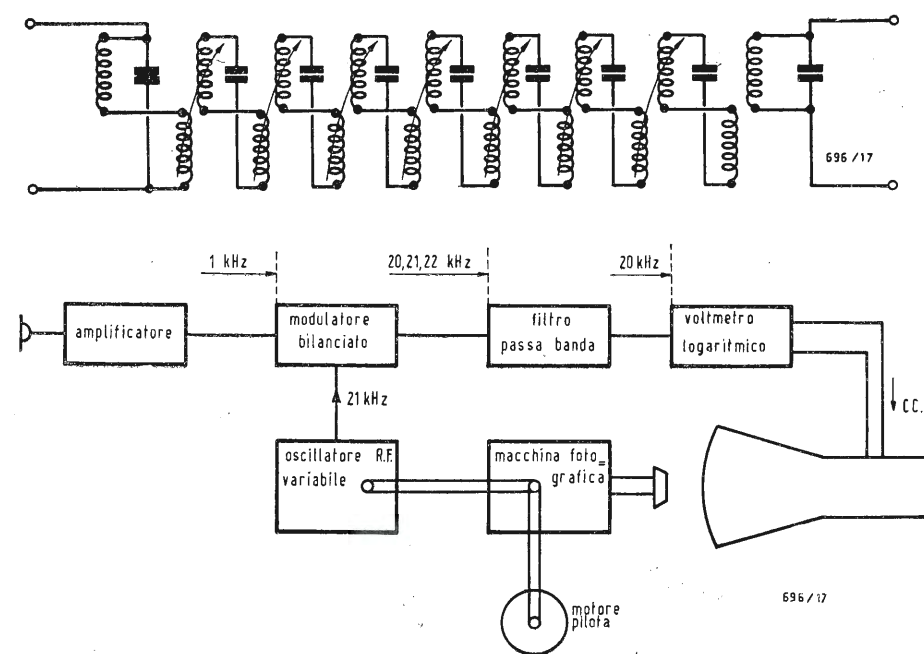



Fig. 12 - Schema a blocchi di un analizzatore registratore semiautomatico a media velocità con circuito eterodina (secondo Hall).

posto dietro ad un'apertura praticata in uno schermo acustico circolare rivestito di materiale assorbente acustico per evitare riflessioni secondarie. Questo schermo giace sopra una circonferenza del cilindro di fig. 18. La sorgente *S* è posta fuori asse del reticolo, di modo che il suono, che incide sull'estremo lontano deve percorrere una distanza maggiore, e quindi risulta più attenuato di quello che incide sull'estremo vicino. Poichè la lunghezza del nastro non è piccola rispetto alla lunghezza d'onda, esso presenta un diagramma direzionale. Il massimo di questi diagrammi è di fronte all'estremo lontano del reticolo, producendo un campo sonoro uniforme su tutta la lunghezza. Ciò significa che la dimensione lunga del nastro è parallela alla dimensione lunga del reticolo.

Si usa una banda di frequenze molto alta, fra 45 e 50 kHz, per mantenere piccola la lunghezza della griglia. Per queste lunghezze d'onda in aria (0,8 cm) le barrette diffrangenti devono essere distanziate di circa 1 cm, ed occorre una lunghezza totale di 3 m. Si possono usare griglie piane oppure circolari.

Posto: r = raggio del reticolo; se la sorgente e il microfono si trovano sopra una circonferenza di raggio $r/2$, la discriminazione assoluta di frequenza Δf (differenza fra due componenti adiacenti, che possono essere distinte tra loro), è uguale a:

$$\Delta f = \frac{c}{(l - s)\,2}$$

dove l è la distanza fra la sorgente e l'estremo lontano dal reticolo, mentre s è la distanza fra la sorgente e l'estremo vicino del reticolo e c è la velocità del suono. Quanto più obliquamente incide il suono sul reticolo, tanto più nitida è la discriminazione di frequenza.

D'altro canto, c'è da aspettarsi maggiori aberrazioni quanto più lontana la sorgente è portata dall'asse. Il compromesso è di disporre la sorgente in modo che faccia un angolo medio α di circa 65° con la superficie della griglia (vedi fig. 18).

Per una data costante d del reticolo (separazione delle barrette diffrangenti) l'angolo β della posizione del microfono rispetto alla sorgente, per la massima intensità ad un'assegnata lunghezza d'onda, è dato da:

$$\frac{\lambda}{d} = \cos \alpha + \cos (\alpha + \beta). \qquad (15)$$

Per ogni angolo α assegnato e per una particolare costante d di griglia, c'è una certa frequenza f_0 alla quale la sorgente irradia indietro su se stessa:

$$f_0 = \frac{C}{2d \cos \alpha}. \qquad (16)$$

Si vede da quest'ultima relazione e dalla fig. 18 che, se il reticolo ha dimensioni non trascurabili, l'angolo α varia lungo il reticolo stesso. Per ridurre notevolmente questo inconveniente, si modifica la forma della griglia vicino ai bordi. Ciò si fa per successivi tentativi.

Meyer e Thienhaus costruirono un reticolo con bastoncini di acciaio di diametro 3,4 mm assicurati a due piastre di ferro poste a 12 cm l'una dall'altra.

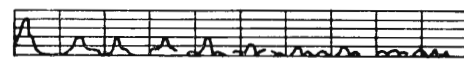



Fig. 13 - Registrazione tipica ottenuta con un analizzatore di Hall. La traccia viene registrata su carta fotosensibile di 35 mm.

Fig. 15 - Registrazione tipica ottenuta fotografando lo schermo del tubo a raggi catodici dell'analizzatore DTMB. I segmenti verticali hanno altezze proporzionali all'ampiezza efficace dei segnali entro le bande.

La costruzione richiede la precisione di 2/100 di mm. Il reticolo ha il potere risolutivo di 125 Hz e la dispersione di 8 cm/1000 Hz, ossia la posizione del microfono deve essere spostata di 8 cm per una variazione di frequenza di 1 kHz.

Il pregio delle spettroscopia reticolare dei suoni è la brevità potenziale del tempo di analisi. Questo tempo è limitato dalla differenza nel tempo di percorrenza fra un raggio sonoro viaggiante dalla sorgente al microfono attraverso l'elemento più distanziato della griglia e attraverso l'elemento di griglia più vicino. Questo tempo t è dato dalla:

$$t = \frac{2(l - s)}{c} \qquad (17)$$

con manifesto significato dei simboli già introdotti.

Questa relazione è il reciproco dell'espressione di Δf, cioè della discriminazione di frequenza, ed è analoga alla nota relazione

$$t = \frac{1}{\Delta f}$$

usata nelle comunicazioni elettriche, dove Δf è la larghezza di un filtro di banda e t è la costante di tempo. Per analogia, si vede che è possibile ricavare uno spettro acustico in un centesimo di secondo con la risoluzione di 100 Hz.

Il vantaggio di questa rapidità di analisi, può essere pienamente goduto solo se si dispone di un grande numero di microfoni distribuiti lungo il cammino dove si forma l'« immagine » sonora. Si possono facilmente ottenere elementi a cristallo sensibili ai suoni nel campo dei 50 kHz ed aventi la larghezza di 1 cm. Questi potrebbero alimentare un commutatore elettronico e dar luogo ad un analizzatore a molte bande; con un reticolo analogo a quello del Meyer, è possibile ottenere 80 bande.

6. - ANALIZZATORI A PAROLA VISIBILE

Presso i Laboratori della Bell è stato costruito un apparecchio che permette ai sordi di intendere il parlato osservandolo sotto forma di figura visibile. Il dispositivo, oltre alla visualizzazione della parola, è adattabile a numerose altre applicazioni.

Esistono tre tipi di simili apparati.

Il primo è previsto per analizzare un parlato della durata di 2,4 secondi. Il segnale amplificato viene registrato su un anello di nastro magnetico, oppure su disco piano. La registrazione viene analizzata in funzione della frequenza con un analizzatore eterodina a larghezza di banda opportuna, diciamo 200 Hz. Ad ogni riproduzione del nastro magnetico, la banda passante del, l'analizzatore è spostata di 200 Hz mentre contemporaneamente la puntina che traccia sopra un tamburo la registrazione, viene spostata a sinistra per tracciare un nuovo diagramma. Si possono usare carte tipo quelle usate nella riproduzione in fac-simile, le quali anneriscono in proporzione all'intensità del segnale, ma la dinamica è appena di 10 dB e l'immagine ha scarso contrasto.

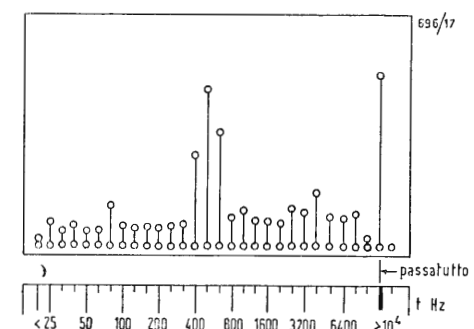
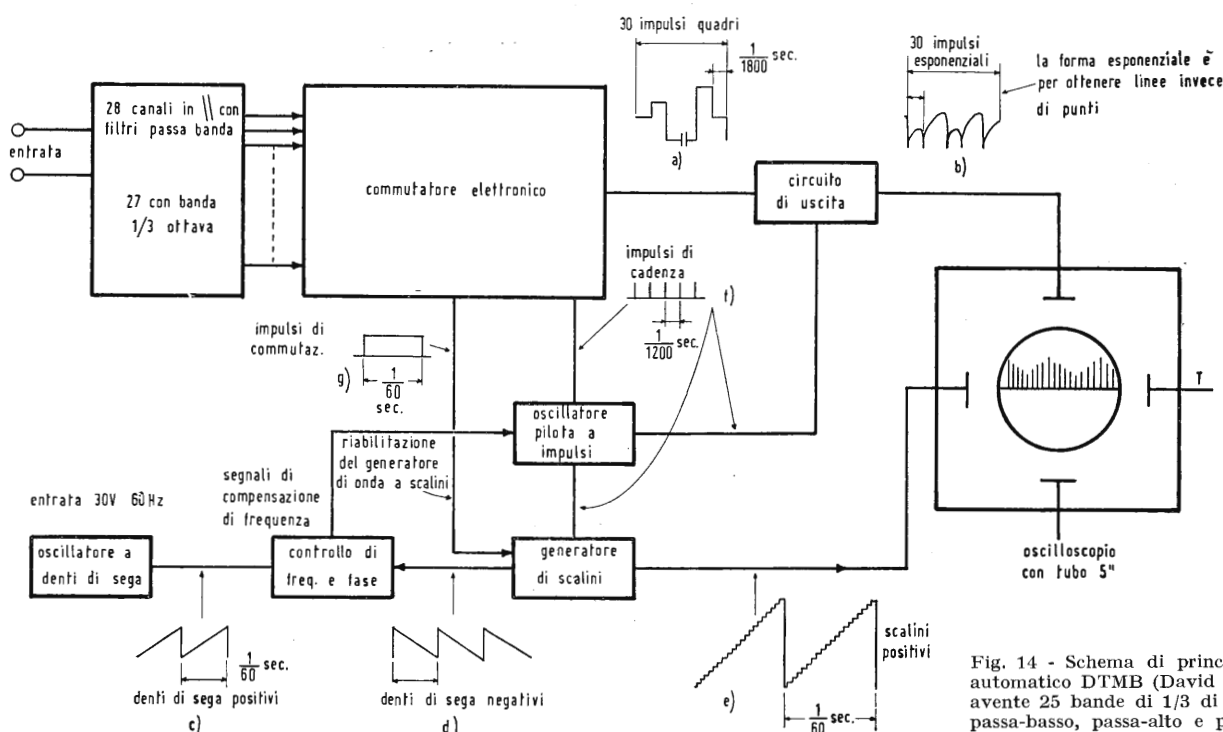



Fig. 14 - Schema di principio dell'analizzatore automatico DTMB (David Taylor Model Basin) avente 25 bande di 1/3 di ottava più le bande passa-basso, passa-alto e passa-tutto.

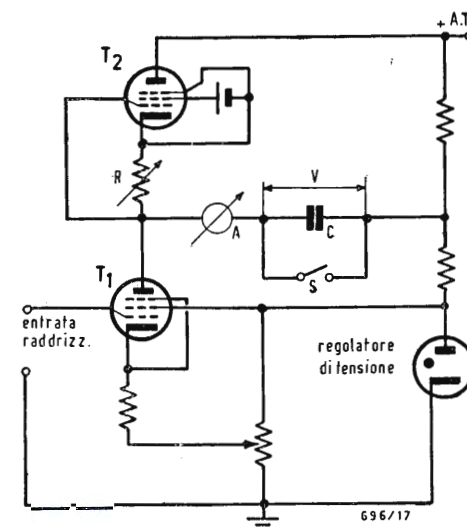



Fig. 16 - Schema di principio di dispositivo per caricare un condensatore C alla tensione V, funzione desiderata della tensione rettificata applicata all'entrata di T_1. Se T_1 lavora nella zona lineare della sua caratteristica, V risulta proporzionale all'integrale di tempo esteso al periodo T della tensione di entrata di T_1 (secondo Stevens).

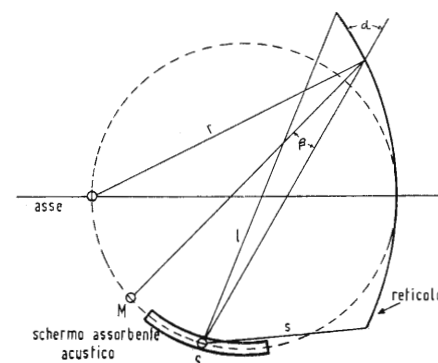



Fig. 18 - Geometria delle posizioni relative del reticolo acustico, del microfono M e della sorgente S.

Il secondo tipo di analizzatore Bell produce un'analisi continuamente variabile, che può essere vista per molti secondi dopo che sia stata registrata. Le figure delle parole vengono rappresentate sullo schermo di uno speciale tubo a raggi catodici, ruotante intorno al suo asse verticale, mentre il pennello elettronico è costretto a muoversi sopra un piano verticale fisso.

Il suono da analizzare passa attraverso una serie di filtri passabanda e a raddrizzatori, le uscite dei quali vengono campionate da un commutatore rotante, che è vincolato ad un controllo di esplorazione verticale.

L'intensità del puntino luminoso sullo schermo varia in relazione alle variazioni della tensione continua presente all'uscita di ciascun canale, mentre la posizione verticale sullo schermo corrisponde alla particolare posizione del commutatore in ogni particolare istante.

Il terzo tipo analizza la parola attraverso un gruppo di 12 filtri contigui, le uscite dei quali sono applicate a 12 lampade molto piccole tipo « chicco di frumento », che producono sopra un nastro mobile, traccie di fosforescenza corrispondente, che rimangono visibili per oltre un secondo.

Nell'interpretazione delle forme del parlato è necessario porre molta attenzione alle caratteristiche frequenza-tempo della parola, mentre hanno minore importanza le intensità relative fra le bande.

Per analizzare altri tipi di suoni sarebbe desiderabile avere un'indicazione più positiva delle ampiezze relative delle onde nelle varie bande. È possibile che coi metodi di lettura continua, come i due ultimi accennati, l'entità dell'intensità possa essere introdotta attraverso il colore. La Bell ha già effettuato prove su questo tipo di presentazione.

7. - PRESENTAZIONE DEI DATI

Dopo aver esaminato i principi e gli strumenti per l'analisi dei suoni sia in regime permanente, sia in regime variabile (transitori), daremo uno sguardo ai metodi di raccolta dei risultati delle analisi e di presentazione dei dati ricavati.

Il metodo scelto per presentare i risultati di un'analisi di un suono dipende dallo scopo per il quale si sono rilevati i dati stessi. Per quanto, in generale, ogni particolare caso richieda un diverso trattamento, si sono stabilite certe regole per rendere agevole le analisi.

Nella pratica si incontrano tre tipi di spettri sonori:

a) Spettri a linee;

b) Spettri continui;

c) Combinazioni di spettri a linee e continui.

Qui di seguito si illustrano i metodi di rappresentare i dati ricavati da un'analisi di ognuno di questi tre tipi di spettri.

a) *Grafici di spettri a linee.*

I suoni con spettri a linee possono essere analizzati con qualsiasi tipo di analizzatore, che abbia sufficiente risoluzione.

Le letture sul misuratore ricavate da analizzatori diversi sono simili, solo se gli strumenti sono opportunamente tarati.

I dati possono essere raccolti in tabelle o rappresentati mediante segmenti verticali in un diagramma a base lineare o logaritmica (v. fig. 19). La scala logaritmica delle ascisse conviene quando il suono contiene componenti di frequenze molto diverse, mentre conviene la scala a divisioni costanti (lineare) quando le componenti sono contenute in una gamma di frequenze relativamente stretta.

b) *Grafici di spettri continui.*

I rumori e i disturbi a spettro continuo (cioè che non contengono componenti salienti a frequenze discrete) vengono generalmente analizzati con uno dei tre tipi comuni di analizzatori, cioè a bande contigue, a larghezza di banda costante e a larghezza di banda a percentuale costante.

Per confrontare i risultati ottenuti con questi tre tipi di analizzatori, i dati ri-

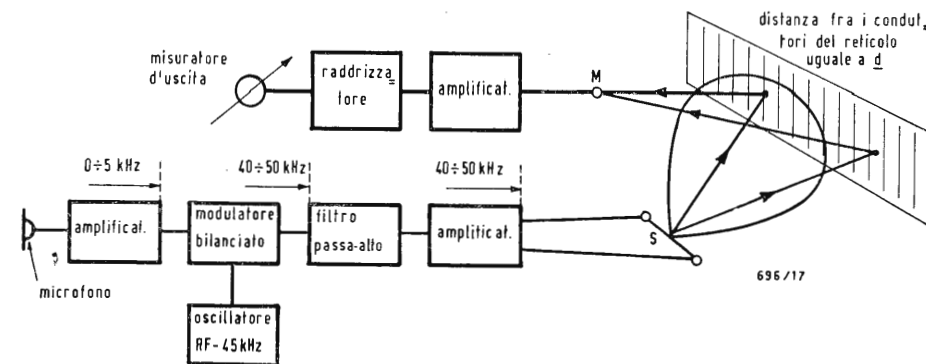



Fig. 17 - Schema a blocchi di un analizzatore provvisto di reticolo di diffrazione acustica. S = sorgente a nastro eccitato elettromagneticamente; M = misuratore (secondo Meyer e Thienhaus).

Fig. 19 - Due modi classici di rappresentare i risultati di un'analisi di un rumore con uno spettro a linee. *a*) Scala delle ascisse (frequenze) lineare; *b*) Scala delle ascisse (frequenze) logaritmica.

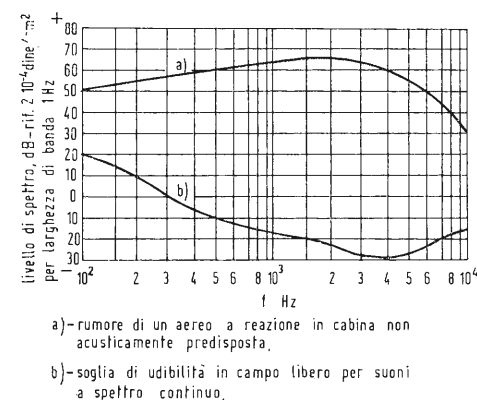
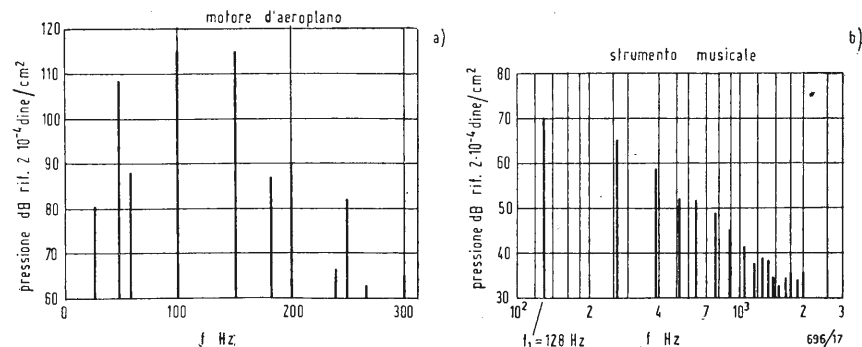



Fig. 20 - Metodo classico di rappresentare il livello di spettro di un rumore a spettro continuo.

levati devono essere ridotti a livello di « spettro », definiti come i livelli in dB della pressione sonora efficace (o della tensione efficace, se si è analizzata l'uscita di un generatore elettrico) in bande di larghezza 1 Hz. Per ridurre un livello L misurato, prelevato dalla banda di un filtro con una larghezza Δf Hz, al livello di spettro S in dB, si deve eseguire la seguente operazione:

$$S = L - 10 \log_{10} \Delta f \text{ dB.} \quad (18)$$

Il livello di spettro S viene riportato in diagramma in corrispondenza della frequenza media geometrica delle frequenze f_a e f_b limiti di banda, cioè: $f_m = \sqrt{f_a f_b}$.

Esempio. Si sia analizzato il rumore di un aeroplano con un gruppo di filtri aventi bande di 1 ottava e i dati ottenuti siano quelli raccolti nelle prime due colonne della Tabella 1.

La conversione a livello di spettro è indicata nella 3ª e nella 4ª colonna; la 5ª colonna fornisce la frequenza media geometrica.

I livelli di spettri vengono preferibilmente rappresentati in un diagramma semilogaritmico, con le frequenze in ascisse e i dB in ordinate. In fig. 20, sono riportati i dati della precedente tabella. Se si desidera mettere in evidenza la sopraelevazione del rumore sulla soglia di udibilità in campo libero dell'orecchio, bisogna ridurre anche la soglia a livello di spettro. La corretta soglia per disturbi a spettri continui, espressa in dB per unità di larghezza di banda, è pure rappresentata in fig. 20.

Ovviamente, la funzione $10 \log_{10} \Delta f$ è costante per un analizzatore tipo eterodina, mentre aumenta di 3 dB, ogni volta che la frequenza raddoppia, per un filtro a larghezza di banda a percentuale costante. La riduzione a livello di spettro, sostenuta dal Beranek, rende facilissimo il confronto di dati ottenuti in vari laboratori.

Qualche volta è più conveniente riportare i dati di bande contigue, così come vengono rilevati. In questi casi i grafici sono fatti in scale come indica la fig. 21. Questo genere di rappresentazione indica chiaramente che i livelli appartengono alle bande aventi larghezze e frequenze limiti indicate sulle ascisse; sul grafico tutte le bande sono messe in eguale evidenza.

In conseguenza, l'aspetto del grafico di fig. 21 elimina la possibilità di confusione con dati che siano stati ridotti a livelli di spettro. Si noti che in fig. 21, la suddivisione della scala delle frequenze è logaritmica. Questa caratteristica si conserva anche se le bande non raddoppiano in larghezza ogni volta che si cambia banda.

Talvolta si richiedono particolari tipi di carte per grafici, come quelli usati per rappresentare l'indice di articolazione o le funzioni di sonorità. L'opportunità di queste rappresentazioni speciali è suggerita dai risultati finali da conseguire e non è il caso di insistervi in questa sede.

Un tipo di grafico intermedio tra quelli speciali e quelli comuni è dovuto ai Bell Telephone Laboratories e consiste in una scala delle frequenze lineare fino a 1 kHz e in una scala logaritmica oltre questa frequenza (v. fig. 22).

c) *Grafici di combinazioni di spettri a linee e continui.*

Non esistono metodi ben definiti per rappresentare spettri sonori di tipo combinato. Il tipo logicamente più adatto di rappresentazione è quello che dà il giusto rilievo relativo della parte continua del rumore rispetto alle componenti discrete.

Questa ponderazione, per i suoni, è quella suggerita dall'orecchio. L'orecchio analizza i suoni a spettro continuo, come se fosse provvisto di un complesso di filtri di bande di uguale larghezze tutte eguali alle larghezze di banda critiche (v. fig. 23). Il metodo da seguire allora consiste pertanto nel ridurre la parte continua dello spettro rilevato da un filtro a larga banda, a livelli nelle larghezze di bande critiche L_c mediante la formula:

$$L_c = L - 10 \log_{10} \Delta f + CB \text{ dB} \quad (19)$$

dove: L = livello misurato da un filtro avente larghezza di banda Δf; CB = $10 \log_{10}$ della larghezza di banda critica alla frequenza f_m media geometrica della banda del filtro; CB si ricava dalla fig. 22.

Le componenti discrete vengono rappresentate coi loro livelli naturali senza manipolazioni.

La fig. 24 è una combinazione dei grafici delle figg. 19 *a* e 20; essa si presta ad un'interessante interpretazione: il numero di dB, del quale una componente discreta supera il livello di banda critica è esattamente la quantità per la quale il livello della componente discreta dovrebbe essere ridotto per renderlo inaudibile (ciò è vero solo se le componenti sono separate da più di una larghezza di banda critica). Si può perciò affermare che questo è un grafico « ponderato » previsto per illustrare in che modo l'orecchio sente la componente discreta in presenza di un rumore di fondo.

Se si desidera conoscere di quanto il rumore di fondo o le componenti discrete superano il livello di soglia, conviene rappresentare la curva della soglia ordinaria di udibilità nello spazio libero, come in fig. 24 in basso. Questa soglia si trova sopra quella indicata in fig. 22, di quantità pari alle larghezze di banda critiche date in fig. 23. *A*

TABELLA 1

1 Banda a ottava Hz	2 Livello rilevato L dB	3 $10 \log_{10} \Delta f$ dB	4 Livello di spettro S dB	5 Frequenza media metrica f_m Hz
37,5 ÷ 75	66	15,7	50,3	52
75 ÷ 150	72	18,7	53,3	105
150 ÷ 300	78	21,7	56,3	210
300 ÷ 600	84	24,7	59,3	420
600 ÷ 1200	91	27,7	63,3	850
1200 ÷ 2400	95	30,7	64,3	1700
2400 ÷ 4800	95	33,7	61,3	3400
4800 ÷ 9600	83	36,7	46,3	6800

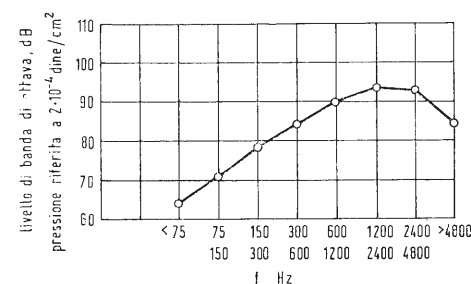



Fig. 21 - Metodo classico di rappresentare i dati rilevati con un analizzatore a bande contigue. Se le bande sono multipli di ottava o di ottava parziale tra di loro, le loro frequenze medie si distanziano tra loro logaritmicamente sull'asse delle ordinate. Se le frequenze medie non risultano direttamente in questo modo, i punti sono spaziati orizzontalmente in maniera da disporsi logaritmicamente lungo l'asse delle ascisse.

Fig. 23 - Grafico delle larghezze di banda critiche (CB) dell'orecchio in funzione della frequenza. Nella parte sinistra le ordinate sono uguali a CB = $10 \log_{10} \Delta f_c$, dove Δf_c è la larghezza di banda critica in Hz; nella parte destra le ordinate sono Δf_c.

8. - BIBLIOGRAFIA

L. L. Beranek, *Acoustic Measurements*, J. Wiley & Sons, inc.

L. L. Beranek, *Design of speech communication systems*, Proc. Inst. Radio Engrs. 35.

H. Flechter, *Auditory patterns*, Rev. Mod. Phys. 12.

W. Koeing, H. K. Dunn, L. Y. Lacy, *The sound spectrograph*, Jour. Acons. Soc. Am. 18

N. F. Barber, *Continuos frequency analysis by a variable frequency filter*, Report ARL/R5, 103, 30. W. Admiralty Research Laboratory.

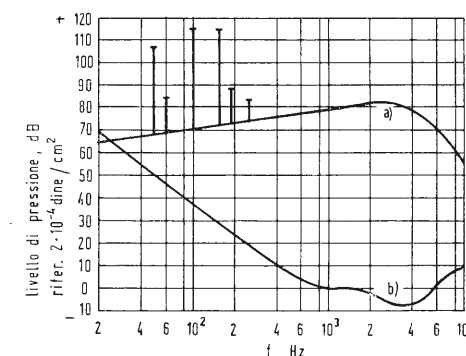



Fig. 22 - Diagramma per grafici suggerito da Bell Telephone Laboratories per approssimare la scala del passo (unità mel). La scala è lineare fino a 1 kHz e logaritmica sopra 1 kHz. Il vantaggio è una compressione del campo di frequenze sotto i 500 Hz rispetto alla distribuzione che si avrebbe se si usasse una scala logaritmica (vedi fig. 22 per confronto).

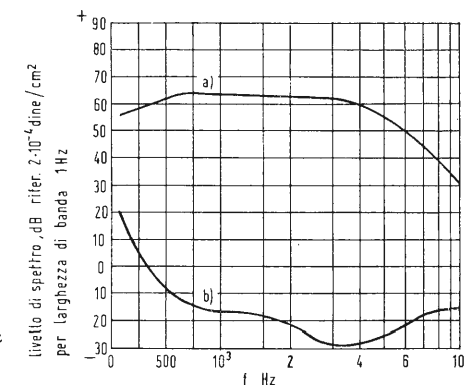



Fig. 24 - Metodo classico di rappresentare uno spettro continuo combinato ed un rumore avente spettro a linee. La parte continua dello spettro è espressa in dB per larghezze di banda critiche rispetto ad un livello di potenza di riferimento ($2 \cdot 10^{-4}$ dine/cm^2). Le componenti discrete sono rappresentate direttamente coi valori rilevati con le misure.

0776 – Sig. A. Siano – Milano.

D. Sono in possesso di un preamplificatore a quattro valvole (ECC83) il quale richiede una tensione d'alimentazione di + 270 V. Vorrei costruire un amplificatore finale di potenza da collegare al preamplificatore suddetto. Avendo due grandi colonne a bass reflex da 50 W l'una con un'impedenza di 8 Ω, gradirei che l'amplificatore di potenza fosse di 100 W efficaci con distorsione dell'ordine del 3 ÷ 5 per cento. Ho fatto uno schemino che vi invio, del suddetto amplificatore di potenza, che comprende due EL34 push-pull finale in classe B, un ECC83 invertitore di fase e amplificatore di tensione. Desidero che me lo completiate. Vi prego di volermi fornire uno schema dell'alimentatore adatto all'amplificatore per un funzionamento continuo.

È possibile accendere i filamenti delle quattro valvole del preamplificatore in corrente continua adoperando la tensione raddrizzata per la polarizzazione del push-pull finale?

R. Le alleghiamo lo schema (fig. 1) dell'amplificatore corretto secondo le raccomandazioni Philips per l'ECC83 e per gli EL34 in condizioni estreme.

Riteniamo che ella intenda farsi un impianto monofonico; in tal caso i due complessi di A.P. devono essere disposti in serie per ottenere l'impedenza totale di carico di 16 Ω. La distorsione supererà facilmente il 5%. Per l'alimentatore sono possibili varie soluzioni, una può essere quella di fig. 2, in cui si fa uso di 2 raddrizzatori a ponte di Graetz in serie per ottenere gli 800 V; uno di questi due fornisce i 400 V; i 270 V si ricavano da quest'ultimo attraverso una resistenza di caduta facente parte del filtro. Il negativo — 40 V si ottiene con raddrizzatore a parte con tubo EZ41. I primi due raddrizzatori sono composti ciascuno con 8 piastre 23 × 23 mm. al selenio della AEG; il ponte completo ha il catalogo B510/408-0,25 (fino a 250 mA), è composto di due colonne e costa circa L. 12.300.

Non ci sembra conveniente usare il — 40 V per accendere il preamplificatore. *(a.f.)*

Fig. 1/0776

Fig. 2/0776

0778 – Sig. G. Bavastro – Genova.

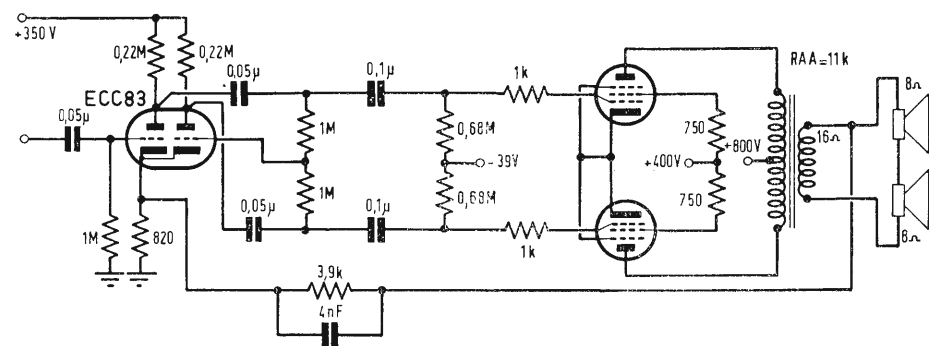
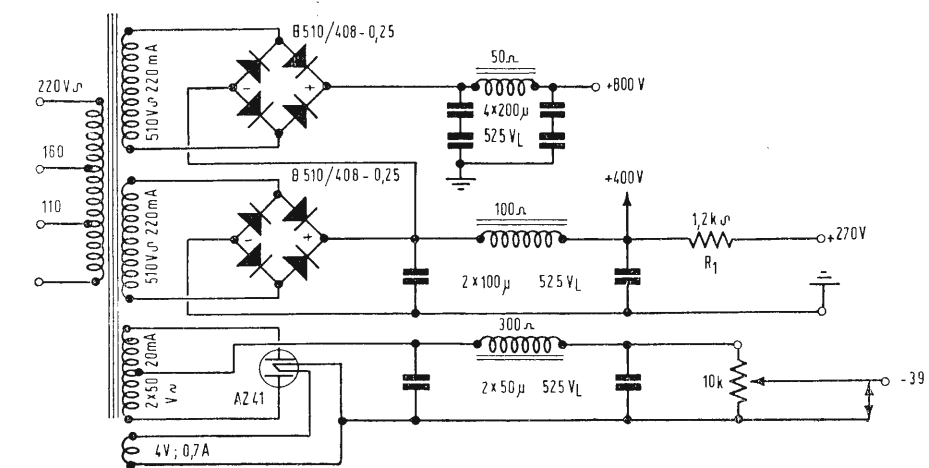
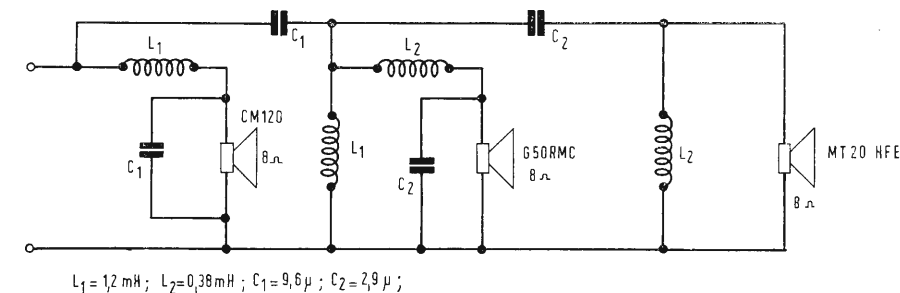
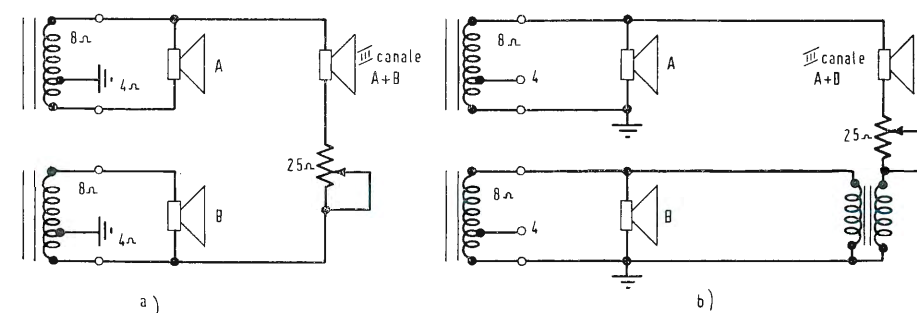
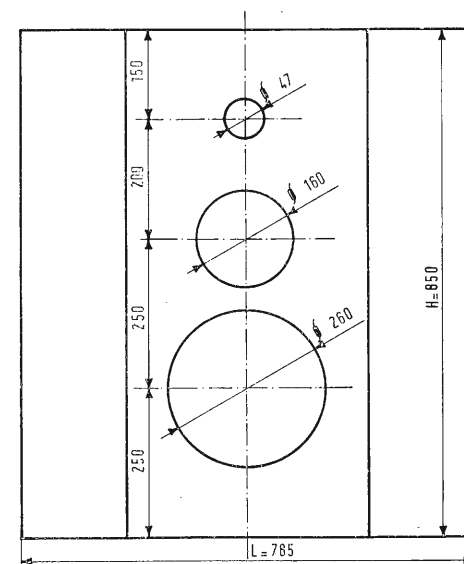
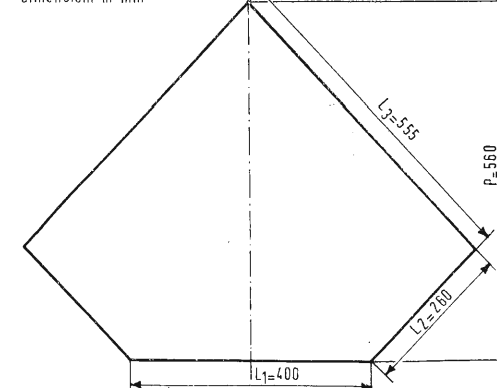
D. Vorrei rendere più efficiente il mio complesso ad alta fedeltà formato dai seguenti componenti:

1) Amplificatore stereofonico a transistori con potenza d'uscita 10 + 10 W; uscita senza trasformatore.

2) Giradischi DUAL 1009, con cartuccia piezoelettrica pure della Dual.

3) Due altoparlanti Peerless CM 120 W: potenza 12 W; 25 — 5.000 Hz; imp. 8 Ω; diametro 305 mm.

Due altoparlanti Peerless: G50 MRC: potenza 5 W: 750 — 6.000 Hz; imp. 8 Ω. Due altoparlanti Peerless: MT20 HFC: 300 — 18.000 Hz; imp. 8 Ω.

Ho montato tre altoparlanti per canale in due contenitori, tipo schermo infinito, di misure esterne 67 × 41 × 20, ciascuno cioè di dimensioni identiche alle casse acustiche adottate dalla stessa Casa per i tre suddetti altoparlanti. I risultati possono definirsi pessimi. Vorrei le misure di una cassa acustica (bass-reflex o schermo infinito) adeguata a contenere i tre altoparlanti o il solo woofer. Pensate che una cassa secondo il disegno da me allegato dia risultati soddisfacenti? Desidererei inoltre lo schema di un ottimo cross-over per i tre altoparlanti sopra indicati.

A questi componenti ho intenzione di aggiungere un altoparlante centrale per le note basse, un amplificatore di potenza, cambiare possibilmente il braccio del mio giradischi, acquistare una testina magnetica di buone prestazioni e un registratore stereofonico.

Vorrei inoltre le misure di una cassa acustica che potesse sfruttare appieno le caratteristiche dell'altoparlante da 305 mm. Desidererei sapere inoltre in che modo collegare agli altoparlanti in mio possesso il nuovo woofer come canale centrale.

Come amplificatore penso all'EICO HF87, le caratteristiche sono seducenti, ma rispondono alla realtà? Ci sono altri amplificatori, al medesimo prezzo, che possono considerarsi superiori?

Anche per il registratore avrei un orientamento preciso, il « PHILIPS » 3547, ma non sono molto informato della produzione di questo particolare campo, per cui Vi chiedo se esistano registratori migliori con lo stesso vantaggio economico. È possibile comprare solo la piastra, di un registratore Philips 3547 munita di testine?

Desidererei infine sapere dove potrei reperire i componenti da Voi indicatimi.

R. Riteniamo che la cassetta da Lei adottata sia scarsa. Il suo schizzo potrebbe meglio essere completato come nella fig. 1 che rappresenta una cassa acustica chiusa raccomandata anche dalla Philips. S'intende che la cassa deve essere interamente rivestita di lana di roccia o simili.

In fig. 2 diamo lo schema di un filtro d'incrocio per i suoi 3 altoparlanti; frequenza di incrocio 1500 Hz e 5000 Hz; attenuazione 12 dB/ottava; impedenza 8 Ω.

Per l'altoparlante del 3° canale (bassi) è adatto il Peerless A 120 W; anche gli altri altoparlanti da Lei elencati sono ottimi e potrebbero in gran parte essere usati per il 3° canale.

Per l'altoparlante ⌀ 305 mm occorre una cassetta del tipo di fig. 1 con le seguenti dimensioni:

H = 1000 mm; L = 970 mm; P = 710 mm; L_1 = 500 mm; L_2 = 332 mm; L_3 = 675 mm; ⌀ del foro 300 mm con centro sulla mezzeria verticale a 400 mm dall'alto.

Il modo più semplice di ottenere il 3° canale è indicato in fig. 3a) quando sia possibile mettere a massa le uscite simmetriche dei due trasformatori di uscita; diversamente occorre un 3° T. U. come in fig. 3b). Per questo argomento rimandiamo alle pag. 325 e 326 del n. 11 Novembre 1960 della ns. passata rivista « Alta fedeltà ».

Non abbiamo avuto occasione di eseguire misure di controllo sull'amplificatore EICO HF87, quindi non possiamo garantire le caratteristiche dichiarate dal fabbricante, ma non abbiamo motivo per metterle in dubbio; il prezzo è eccezionalmente basso; infatti in media gli amplificatori di circa 2 × 30 W costano, grosso modo, 100.000 lire di più. Le consigliamo di fare qualche audizione prima di acquistarlo, possibilmente con suoi altoparlanti che Ella già possiede.

Il Mod. S320 è un braccio micropoise omnibilance, da 12" professionale (Rek-O-Kut) veramente raccomandabile. Ottima testina mono-stereo è la V-15 con puntina ellittica con doppia schermatura in μ metall della Shure (stereo dynetic) L. 62.500: pure a

Fig. 2/0778

Fig. 3/0778

Fig. 1/0778

puntina ellittica è la testina M55E a semplice schermatura della stessa Casa (L. 35.500) pure assai raccomandabile.

Registratore: i tipi Philips, per quanto relativamente economici, sono pienamente soddisfacenti; non è però possibile avere solo la piastra giranastro. Questa possibilità è offerta dalla Bell che però, pratica prezzi assai superiori. Pure la Collaro mette in vendita piastre giranastro.

Presso la Larir sono reperibili i prodotti Rek-O-Kut, Shure e Bell; Pasini e Rossi (Genova - Via SS. Giacomo e Filippo 31) trattano i prodotti Eico. *(a.f.)*

0777 – Sig. W. Bianchi – Alessandria.

D. Vi prego di calcolarmi un filtro crossover per 3 altoparlanti, con frequenze di taglio a 3 kHz e a 10 kHz per le impedenze sia di 16 Ω e sia di 8 Ω; nonchè i dati costruttivi col numero delle spire delle bobine. Desidererei saper come mai la Goodmans usa tale filtro a 3 vie cioè a 950 Hz e a 5 kHz, avendo gli altoparlanti quasi uguali a quelli della Riem da me posseduti.

Ho costruito un bass reflex con equipaggiamento delle unità Riem; i cassoni sono delle identiche misure di quelli della casa costruttrice gli altoparlanti e ho rivestito l'interno con lana di vetro in fogli da 3 cm di spessore ma purtroppo non rende molto sui bassi; come mai?

R. Lo schema del doppio filtro d'incrocio per le frequenze f_1 = 3 KHz e f_2 = 10 KHz è quello allegato. I valori sono i seguenti:

a) Impedenza 16 Ω; pendenza 12 dB/ottava: L_1 = 1,18 mH; C_1 = 2,4 μF; L_2 = 0,354 mH; C_2 = 0,72 μF;

b) Impedenze 8Ω; pendenza 12 dB/ottava: L_1 = 0,59 mH; C_1 = 4,8 μF; L_2 = 0,177 mH; C_2 = 1,44 μF.

Dimensioni in cm. tutte le bobine devono essere avvolte su mandrino con flange robuste di diametro 5 mm. superiore al diametro dell'ultimo strato di spire. Fasciare gli avvolgimenti con lateroide spessore 0,2 ÷ 0,3 mm.

La soluzione Goodmans è anche possibile, ma l'altoparlante delle note medie risulta pressochè inutilizzato. Il suo apporto può essere vantaggiosamente sfruttato al di sopra dei 5 KHz, lasciando al tweeter il suo vero compito di riprodurre i sovracuti.

Varie possono essere le cause di scarso rendimento di un bass reflex: sconnessioni anche impercettibili della cassa, chiusura posteriore che ammette fughe d'aria, spessore del legno insufficiente, sue qualità inadatta ecc. Provi a diminuire la quantità di assorbente acustico e a variare per tentativi l'area della finestra. *(a.f.)*

Fig. 5/0777

Fig. 1/0777

bobina L2=0,354 mH
N°93 spire
filo di rame smaltato ∅ 1 mm
N° 9 strati di 10 spire
N°1 strato di 3 spire

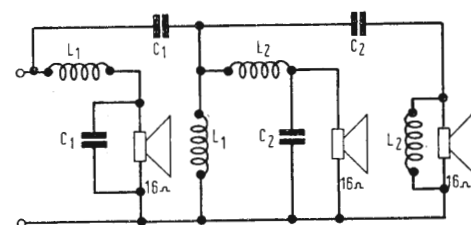
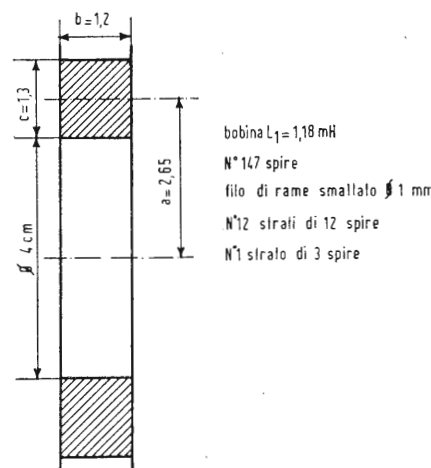
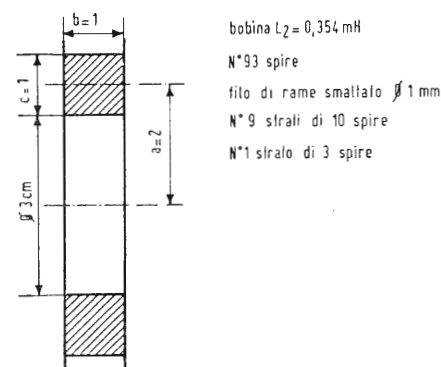



Fig. 2/0777

Fig. 3/0777

Fig. 4/0777

Un incontro a Milano per la Fiera di Hannover

Autorità ed esponenti del mondo dell'economia e della finanza sono intervenuti al ricevimento organizzato alla Camera di commercio, industria ed agricoltura di Milano dall'Ente Fiera di Hannover e dalla Camera di commercio Italo germanica del capoluogo lombardo. Il Dott. Clauss, nella sua relazione, ha efficacemente illustrato l'importanza che riveste una manifestazione come la Fiera di Hannover per gli operatori mercantili di tutto il mondo, quale « vetrina » del progresso tecnico e dello sviluppo economico. La Fiera, giunta alla sua XX edizione, si svolgerà quest'anno da sabato 30 aprile a domenica 8 maggio ed avrà pertanto una durata di 9 giorni.

Hanno già fatto pervenire l'adesione oltre 5.500 espositori, di cui 1.386 provenienti da 29 Paesi esteri. Tra i 5.000 espositori diretti si trovano ben 4.800 imprese produttrici: questo sottolinea l'importanza dell'esposizione di Hannover quale Fiera di produttori.

L'offerta italiana proviene dalla produzione di più di cento imprese e si articola in diversi settori. Il più forte gruppo del nostro Paese alla manifestazione di Hannover è quello del settore elettrotecnico, con 27 espositori, ai quali si devono aggiungere 7 importanti ditte che partecipano al settore elettronico.

Alla relazione del dott. Clauss ha fatto seguito la proiezione di un'interessante documentario sulla Fiera tedesca.

0779 – Sig. S. Morgantini – Roma.

D. In primo luogo mi interesserebbero alcune vostre delucidazioni di carattere generale sulle piastre giranastro:

a) disponendo di una catena *hi-fi* completa mi sembrerebbe il caso di orientarmi verso l'acquisto di un meccanismo di trasporto del nastro, piuttosto che di un registratore completo degli stadi di amplificazione di bassa frequenza e degli altoparlanti;

b) ritengono preferibili i tipi con testine separate per la registrazione, la cancellazione e la riproduzione a quelli con due sole testine;

c) non so se siano preferibili i tipi con motori separati (per il capstan e per il riavvolgimento nei due sensi) o quelli con motore unico. Probabilmente i tre motori evitano le cinghie di trasmissione, ma complicano il dispositivo. Si pone quindi il problema di sapere se la spesa vale la complicazione, che può sempre tradursi in guasti di altra specie e di riparazione più costosa. Si deve accordare la preferenza ai tipi sincroni a isteresi oppure ai normali motori asincroni, sia pure a poli bilanciati e simili?

d) per quanto riguarda le velocità di scorrimento del nastro, ritengo che quella di 19 cm/sec. sia la più indicata per registrazioni di alta fedeltà, forse quella di 38 cm. è eccessiva;

e) problema che credo molto complesso è quello delle tracce di registrazione e riproduzione; mi parrebbe preferibile, almeno per la registrazione, il sistema a due solo tracce, tenuto conto, soprattutto, del fatto che a me interessa esclusivamente la registrazione di programmi di musica classica, la cui durata non richiede mai otto ore.

Ora vi chiedo:

1) avrei pensato di acquistare una delle numerose piastre Ampex o Viking, ma non so a quale dare la preferenza nè se esistono altre marche e tipi più convenienti o migliori;

2) tenete conto che la eventuale mia piastra dovrebbe funzionare insieme col preamplificatore Mc Intosh C22 e coll'amplificatore Mc Intosh MC240;

3) da un catalogo della Larir ho rilevato che tale ditta avrebbe disponibili i modelli Ampex 1253 e Viking 95 ESQ, a prezzi molto convenienti rispetto a quelli di listino.

4) a proposito di quest'ultimo punto avrei bisogno di sapere se tali piastre possono funzionare in collegamento diretto col C22 senza bisogno di preamplificatore-equalizzatore separato.

R. Siamo del parere di escludere di far costruire un contenitore per il Jensen 610B. La soluzione del bass-ultraflex non è da scartare, ma presenta il problema della sua costruzione, inoltre nei recenti cataloghi Jensen tale tipo di contenitore non appare più.

Consigliamo piuttosto un contenitore bass-superflex parallelepipedo Tipo BF200 con apertura sul fondo caricata a condotto. Dimensioni: altezza 78 cm × larghezza 88 cm. × profondità 48 cm. È costruito dalla Jensen, che è evidentemente la più quotata per sistemare i suoi AP da 15". Fornitore: Larir (Milano - V.le Premuda 38/A).

La ns. redazione non dispone di disegni costruttivi per questi contenitori acustici.

a) Sta bene l'impiego di un giranastro senza parte elettronica.

b) È preferibile un complesso con 3 testine separabili; è intuitivo che 3 elementi lavorino meglio di due soli.

c) Sono preferibili i motori separati, per la stessa ragione qui sopra ora riferita.

I grandi complessi di Hi-Fi della His Masters Voice ad es, sono equipaggiati con motori separati. Per quanto teoricamente si dovrebbe dare la preferenza ai motorini a isteresi, si è però constatato in pratica che i tipi asincroni a poli bilanciati raggiungono gli stessi risultati. Non riteniamo quindi degno di grande considerazione questo punto.

d) La velocità 19 cm/sec. è più che sufficiente per la registrazione e la riproduzione delle alte frequenze, delle quali sono capaci le testine. I 38 cm/sec sono riservati ai complessi professionali della Rai-TV o equivalenti.

e) Le discontinuità inevitabili del deposito magnetico sul portante, rappresentano un inconveniente dei nastri, tanto più sentito, quanto minore è l'area su cui tali lacune sono distribuite; perciò le 4 piste strette sono meno favorevoli delle 2 piste larghe il doppio. Tuttavia la tecnica costruttiva dei nastri è oggi così progredita che si possono ottenere riproduzioni esenti da disturbi avvertibili, anche con nastri a 4 tracce.

1) I nominativi da Lei scelti sono due colossi coi quali è difficile competere.

Per quanto i due tipi proposti siano entrambi di classe assolutamente superiore, daremmo un punto di più all'Ampex.

Il Viking è bene che sia corredato dai preamplificatori RP-62VU (ne occorrono 2 per lo stereo), altrimenti si compromette la eseguità della distorsione (0,1 %). L'Ampex è più elastico è più facilmente adattabile al preamplificatore Mc Intosh C22. Tipi più economici, ma tutt'altro che disprezzabili, sono quelli della Bell, che dispone di una vasta gamma di piastre giranastro mono e stereo; pure la Collaro vende piastre giranastro assai pregiate. *(a.f.)*

0780 – Sig. M. Priolo – Palermo.

D. Sto costruendo l'amplificatore Mullard « cinque-dieci » da 10 W descritto nella Rivista dell'aprile 1964 a pag. 177.

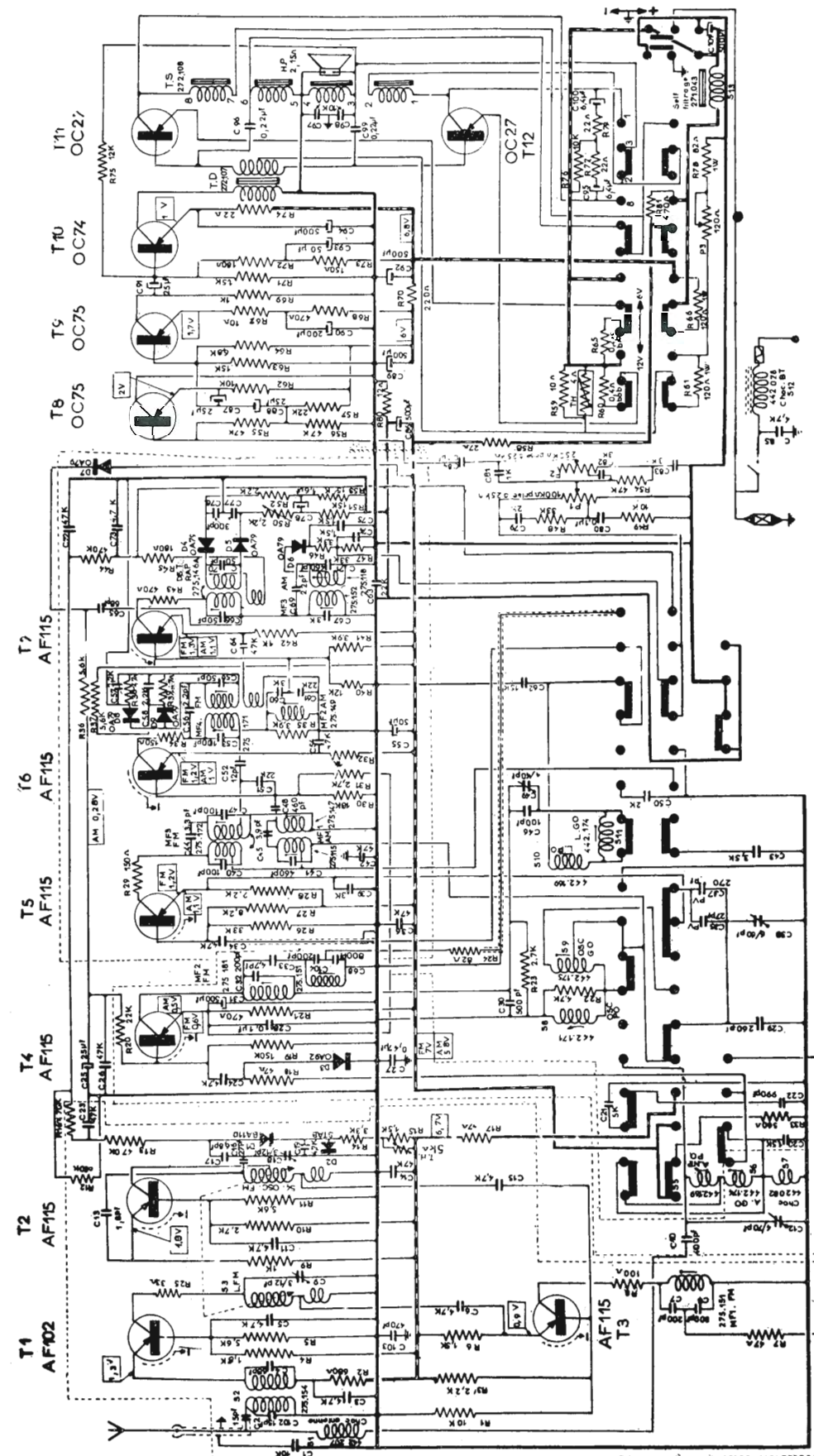
Purtroppo non sono ancora riuscito a trovare il trasformatore d'uscita adatto.

1) A quali inconvenienti vado incontro usando un trasformatore d'uscita con induttanza di 45 henry e come posso evitarli?

2) A quali inconvenienti vado incontro usando un trasformatore d'uscita con induttanza superiore a 100 henry e come posso evitarli?

R. Si escluda il trasformatore da 45 H, perchè di impedenza troppo piccola, che porterebbe ad una maggiore corrente anodica dei tubi finali e ad un'incolmabile perdita dei bassi.

Se l'induttanza del T.U. è maggiore di 100 H (ma non superiore ai 120 o 130 H), nulla di grave può accadere: si avrà una leggera sopraelevazione dei bassi e una perdita di acuti per l'aumentata capacità parassita. L'unica cosa da fare è di esaltare leggermente gli acuti agendo sul relativo controllo di tono; modificando la controreazione non si otterrebbe nulla di buono, perchè ciò che favorisce i bassi nuoce agli acuti e viceversa.

Tenga presente che più che l'induttanza primaria, ha importanza il rapporto spire che deve essere tale da riportare il carico primario di 9 kΩ tra anodo e anodo; inoltre le prese del primario per l'alimentazione degli schermi devono essere correttamente disposte (20 % del numero di spire totale). *(a.f.)*

Schema elettrico del radioricevitore SINUDYNE Mod. 3700 Radiomatic

TELEVISORE EUROPHON

505 T 23

Schema elettrico del ricevitore di TV EUROPHON mod. 505 T 23